

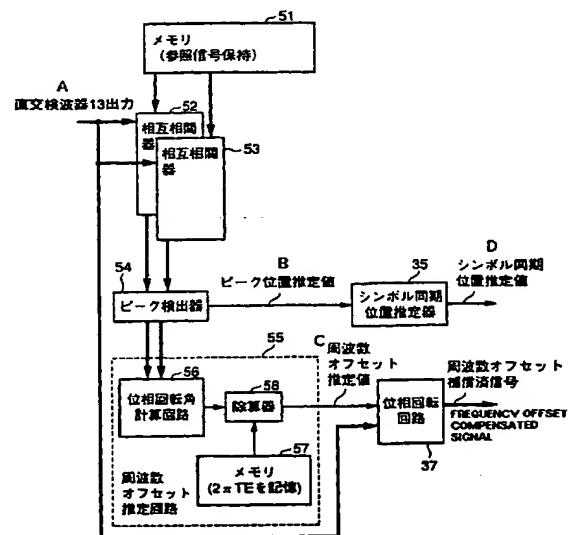
(51) 国際特許分類7 H04J 11/00	A1	(11) 国際公開番号 WO00/70802 (43) 国際公開日 2000年11月23日(23.11.00)
(21) 国際出願番号 PCT/JP00/03117 (22) 国際出願日 2000年5月15日(15.05.00) (30) 優先権データ 特願平11/136639 1999年5月18日(18.05.99) JP 特願平11/248666 1999年9月2日(02.09.99) JP (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) シャープ株式会社(SHARP KABUSHIKI KAISHA)[JP/JP] 〒545-8522 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 Osaka, (JP) (72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 今村公彦(IMAMURA, Kimihiko)[JP/JP] 〒266-0011 千葉県千葉市緑区鎌取町2876-11-225 Chiba, (JP) 松下佳輝(MATSUSHITA, Yoshiteru)[JP/JP] 〒266-0011 千葉県千葉市緑区鎌取町2876-11 ラポール鎌取247号室 Chiba, (JP) 坪井秀和(TSUBOI, Hidekazu)[JP/JP] 〒266-0005 千葉県千葉市緑区誉田町2丁目24番7号 A-108 Chiba, (JP)	吉本貴司(YOSHIMOTO, Takashi)[JP/JP] 〒266-0005 千葉県千葉市緑区誉田町2丁目24番7号 A-221 Chiba, (JP) (74) 代理人 深見久郎, 外(FUKAMI, Hisao et al.) 〒530-0054 大阪府大阪市北区南森町2丁目1番29号 住友銀行南森町ビル Osaka, (JP) (81) 指定国 US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE) 添付公開書類 国際調査報告書	

(54)Title: SIGNAL RECEIVER AND METHOD OF COMPENSATING FREQUENCY OFFSET

(54)発明の名称 信号受信装置および周波数オフセット補償方法

(57) Abstract

An OFDM receiver is provided with an offset compensating device (14) for compensating the frequency offset of a received OFDM signal. The offset compensating device (14) includes a memory (51) for holding two reference signals corresponding to arbitrary parts in the start symbol of the OFDM signal. The cross-correlation values between the received OFDM signal and the two reference signals are calculated by cross-correlation units (52 and 53), and respective peak positions are detected by a peak detector (54). A frequency offset estimate of the received OFDM signal is estimated by a frequency offset estimating circuit (55) based on the cross-correlation values in the detected peak positions. A phase rotating circuit (37) compensates the frequency offset of the received OFDM signal based on the estimated frequency offset estimate.



- 51...MEMORY (HOLDING REFERENCE SIGNAL)
 52...CROSS CORRELATION UNIT
 53...CROSS CORRELATION UNIT
 54...PEAK DETECTOR
 56...PHASE ROTATION ANGLE CALCULATION CIRCUIT
 55...FREQUENCY OFFSET ESTIMATING CIRCUIT
 58...DIVIDER
 57...MEMORY (HOLDING $2\pi TE$)
 35...SYMBOL SYNCHRONIZED POSITION ESTIMATING DEVICE
 37...PHASE ROTATING CIRCUIT
 A...OUTPUT FROM ORTHOGONAL DETECTOR-13
 B...PEAK DETECTOR
 C...FREQUENCY OFFSET ESTIMATE
 D...SYMBOL SYNCHRONIZED POSITION ESTIMATE

OFDM受信器は、受信したOFDM信号の周波数オフセットを補償するオフセット補償器(14)を備える。オフセット補償器(14)は、OFDM信号のスタートシンボル中の任意の部分に相当する2つの参照信号を保持するメモリ

(51)を含む。受信したOFDM信号と、2つの参照信号のそれぞれとの相互相関値が相互相関器(52, 53)によって算出され、それぞれのピーク位置がピーク検出器(54)によって検出される。検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信したOFDM信号の周波数オフセット推定値が周波数オフセット推定回路(55)によって推定される。位相回転回路(37)は、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、受信したOFDM信号の周波数オフセットを補償する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE アラブ首長国連邦	DM ドミニカ	KZ カザフスタン	RU ロシア
AG アンティグア・バーブーダ	DZ アルジェリア	LC セントルシア	SD スーダン
AL アルバニア	EE エストニア	LI リヒテンシュタイン	SE スウェーデン
AM アルメニア	ES スペイン	LK スリ・ランカ	SG シンガポール
AT オーストリア	FI フィンランド	LR リベリア	SI スロヴェニア
AU オーストラリア	FR フランス	LS レソト	SK スロヴァキア
AZ アゼルバイジャン	GA ガボン	LT リトアニア	SL シエラ・レオネ
BA ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB 英国	LU ルクセンブルグ	SN セネガル
BB バルバドス	GD グレナダ	LV ラトヴィア	SZ スワジランド
BE ベルギー	GE グルジア	MA モロッコ	TD チャード
BF ブルキナ・ファソ	GH ガーナ	MC モナコ	TG トーゴ
BG ブルガリア	GM ガンビア	MD モルドヴァ	TJ タジキスタン
BJ ベナン	GN ギニア	MG マダガスカル	TM トルクメニスタン
BR ブラジル	GR ギリシャ	MK マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TR トルコ
BY ベラルーシ	GW ギニア・ビサウ	共和国	TT トリニダード・トバゴ
CA カナダ	HR クロアチア	マリ	TZ タンザニア
CF 中央アフリカ	HU ハンガリー	MN モンゴル	UA ウクライナ
CG コンゴ	ID インドネシア	MR モーリタニア	UG ウガンダ
CH スイス	IE アイルランド	MW マラウイ	US 米国
CI コートジボアール	IL イスラエル	MX メキシコ	UZ ウズベキスタン
CM カメルーン	IN インド	MZ モザンビーク	VN ヴェトナム
CN 中国	IS アイスランド	NE ニジェール	YU ユーゴスラヴィア
CR コスタ・リカ	IT イタリア	NL オランダ	ZA 南アフリカ共和国
CU キューバ	JP 日本	NO ノールウェー	ZW ジンバブエ
CY キプロス	KE ケニア	NZ ニュー・ジーランド	
CZ チェッコ	KG キルギスタン	PL ポーランド	
DE ドイツ	KP 北朝鮮	PT ポルトガル	
DK デンマーク	KR 韓国	RO ルーマニア	

明細書

信号受信装置および周波数オフセット補償方法

技術分野

この発明は、信号受信装置および周波数オフセット補償方法に関し、特に、直
5 交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 以下、OF
DM) 方式のようなマルチキャリア伝送方式で伝送された信号を受信する信号受
信装置、およびそのような信号伝送に用いるサブキャリアの周波数オフセットを
補償する方法に関する。

10 背景技術

近年、地上系のデジタルテレビ放送、高速無線LAN (Local Area Network)
などの大容量のデータ伝送に用いられる伝送方式の一例として、マルチキャリア
伝送方式の一種であるOFDM方式が注目されている。このOFDM方式は、入
力されるデータのシンボル列を並列化した後、互いに直交関係にある複数のサブ
15 キャリア (副搬送波) に並列化されたシンボルからなるデータを割当てること
により、データを伝送するものである。

より詳細に説明すると、OFDM方式で伝送される信号 (以下、OFDM信
号) は、直列並列変換された符号化データを、互いに直交する周波数関係にある
複数のサブキャリアに変調器を用いて割当て、それぞれの符号化データを逆フー
20 リエ変換 (周波数領域を時間領域に変換) することによってデジタル変調波に変
換し、さらに得られたデジタル変調波を並列直列変換することによって生成され
る。なお、復調器側では、上述の変調器側における処理とは逆の処理を行なうこ
とによって、元の符号化データを再生することができる。

図43Aは、単一搬送波による変調 (シングルキャリア変調) 方式における送
25 信信号および受信信号のスペクトルを示している。これに対し、図43Bは、OF
DM方式における送信信号および受信信号のスペクトルを示している。

図43Aに示すように、シングルキャリア変調方式による送信信号は、伝送路
の周波数特性の変動による周波数選択性フェージングの影響を受け、受信信号の
品質が著しく劣化している。一方、図43Bに示すように、OFDM方式による

送信信号は、伝送路の周波数特性の変動に対する各サブキャリアの帯域幅が小さいため、周波数選択性フェージングの影響を受けにくく、受信信号の品質の劣化を小さくすることができる。また、OFDM方式では複数のサブキャリアを用いてデータの伝送を行なっているので、周波数の利用効率がよいという利点も有している。

しかしながら、OFDM方式では、伝送信号の周波数帯域が移動するドップラー現象が発生したり、受信装置の同調器が不安定化した場合には、送信周波数と受信周波数との同期化が行なわれなくなり、図44に示すように、本来のサブキャリア周波数からの周波数のずれ（以下、周波数オフセット） Δf が発生する。このような周波数オフセットは、受信信号の位相を変化させてしまい、受信装置の復号能力を低下させることになる。

複数のサブキャリアを用いるOFDM方式では、受信信号にこのような周波数オフセットが発生すると、サブキャリア間の周波数直交性が崩れてしまうことになる。この状態で、受信したOFDM信号を受信装置のフーリエ変換器に入力すると、フーリエ変換器の出力には、当該サブキャリアに隣接するサブキャリアの信号成分が相互変調成分として現れてしまい、元の符号化データを正しく再生することが阻害される。この結果、再生データの品質が劣化するという問題が生じる。

特に、OFDM方式のサブキャリアの数が増加するほど、それぞれのサブキャリアが決められた帯域内に稠密に分布することとなり、たとえ小さな周波数オフセットであっても、隣接するサブキャリア間に干渉が激しく発生してしまう。したがって、周波数オフセットの補償は、現実のシステムの実施化時に考慮すべき最大の課題の1つとなっている。

従来、このような周波数オフセットの検出および補償の技術に関しては、さまざまな提案がなされており、たとえば、鬼沢武他による「高速無線LAN用OFDM変調方式の同期系に関する検討（Synchronization Scheme of OFDM Systems for High Speed Wireless LAN）」、信学技報、TECHNICAL REPORT OF IEICE, DSP97-165, SAT97-122, RCS97-210（1998-01）に一例が開示されている。

以下に、図45～図51を参照して、従来技術によるOFDM信号の送受信シ

ステムの一例として、変調方式としてDQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 方式を用いるとともに、受信側で遅延検波を行なうシステムについて説明する。

まず、図45を参照して、従来のOFDM信号の送信装置の構成について説明する。なお、図45中において、太線で表した信号線は複素数信号（同相検波軸信号と直交検波軸信号とからなる信号）を、細線で表した信号線は実数信号をそれぞれ示している。

図45に示すように、従来のOFDM送信装置の前半部分は、入力情報信号に対して直列並列変換を行なう直列並列変換器1と、並列化されたサブキャリアごとに割当てられた情報信号に対してたとえばDQPSK等の変調を施す符号化変調器2と、符号化変調器2の出力信号を逆離散フーリエ変換する逆離散フーリエ変換器3と、逆離散フーリエ変換器3の出力信号を直列信号に変換する並列直列変換器4と、並列直列変換器4の出力信号の先頭にガード区間を付加してデータシンボルを生成するガード区間挿入回路5とを備えている。

さらに、従来のOFDM送信装置の後半部分は、パケットの先頭に付加される既知のシンボルを構成する、プリアンプルおよびスタートシンボルを保持するメモリ6と、プリアンプル、スタートシンボル、およびデータシンボルを、後述するコントローラ1000から供給される切換用クロックに応じて切換えて出力する切替器7と、切替器7の出力における実成分および虚成分を1つの信号成分として出力するデジタル直交変調器8と、デジタル直交変調器8の出力をアナログデータに変換するD/A変換器9と、D/A変換器9からのアナログデータを周波数変換してOFDM信号を送信する周波数変換器10とを備えている。OFDM送信装置はさらに、OFDM送信装置全体の動作を制御するCPUなどからなるコントローラ1000を備えている。

上述のように構成されたOFDM送信装置によって生成されるOFDM信号の信号フォーマットは、図46に示すように、パケットの先頭に付加された、プリアンプルおよび（2つの）スタートシンボルからなる既知のシンボルと、逆離散フーリエ変換後のデータにガード区間を付加したデータシンボルとから構成されている。

より特定の、データシンボルは、逆離散フーリエ変換器 3 の出力（有効シンボル区間）の後半部分の区間長 T_{gi} の信号を複写して、有効シンボル区間の前（ガード区間）に付加することによって生成されている。このガード区間の付加により、ガード区間長 T_{gi} 以内の時間遅れで到達する遅延波に対して耐性を持たせることが可能となる。

また、既知のシンボルを構成するプリアンプルは、自動利得制御（AGC）のゲイン調整、シンボル同期などに用いられる信号である。さらに、既知のシンボルを構成するスタートシンボルは、差動符号化による変調を行なう場合にその初期位相を決定するためのものであって、すべてのサブキャリアを含む信号である。各スタートシンボル長は、データシンボルからガード区間を取除いた有効シンボルの区間長 T_w と等しい。

すなわち、周波数間隔 df の N 本のサブキャリアを用いる場合には、スタートシンボル長 $T_w (= 1 / df)$ 中で、信号振幅を N 回サンプリングする必要がある。

次に、図 4 7 を参照して、従来の OFDM 信号の受信装置の構成について説明する。なお、図 4 7 中において、太線で表した信号線は複素数信号、細線で表した信号線は実数信号をそれぞれ示している。

図 4 7 に示すように、従来の OFDM 受信装置の前半部分は、受信信号を所定の帯域に周波数変換する周波数変換器 1 1 と、周波数変換器 1 1 の出力をデジタルデータに変換する A/D 変換器 1 2 と、A/D 変換器 1 2 の出力を実成分と虚成分とに分離するデジタル直交検波器 1 3 と、周波数オフセットの補償を行なうとともにシンボルタイミング（位置）の推定を行なう周波数オフセット補償器 1 4 と、周波数オフセット補償器 1 4 からのシンボル位置推定値に基づいてシンボルクロックを発生するシンボルクロック発生器 1 5 とを備えている。

さらに、従来の OFDM 受信装置の後半部分は、シンボルクロック発生器 1 5 によって発生したシンボルクロックに基づいて後述するコントローラ 2 0 0 0 から供給されるガード区間除去用クロックに従って、周波数オフセット補償器 1 4 の出力からガード区間を取除くガード区間除去回路 1 6 と、ガード区間除去回路 1 6 の出力を直列並列変換する直列並列変換器 1 7 と、直列並列変換器 1 7 の出

力を離散フーリエ変換する離散フーリエ変換器 (FFT) 18と、離散フーリエ変換器18の出力を復調する符号判定回路19と、符号判定回路19の出力を並列直列変換する並列直列変換器20とを備えている。OFDM受信装置はさらに、OFDM受信装置全体の動作を制御するCPUなどからなるコントローラ2000を備えている。

図47に示すデジタル直交検波器13は、図48に示すように、一定周波数を発振する局部発振器21と、局部発振器21の出力信号の位相を $\pi/2$ ずらす $\pi/2$ 位相シフタ22と、図47のA/D変換器12の出力と局部発振器21の出力および $\pi/2$ 位相シフタ22の出力との乗算をそれぞれ行なう乗算器23、24と、乗算器23、24のそれぞれの出力から所望の複素数信号を取出すフィルタ25、26とを備えている。

図47に示す周波数オフセット補償器14は、図49に示すように、デジタル直交検波器13 (図47) の出力信号を有効シンボル区間長 T_w だけ遅延させる遅延器31と、遅延器31の出力とデジタル直交検波器13からの受信信号との相互相関値を計算する相互相関器32と、デジタル直交検波器13からの受信信号の自己相関値を計算する自己相関器33とを備えている。

また、周波数オフセット補償器14は、相互相関器32の出力を自己相関器33の出力で除算することにより、受信信号レベルにかかわらず、相互相関値のピーク位置を検出するピーク検出器34と、ピーク検出器34の出力 (相互相関値のピーク位置) から、シンボル位置の推定値を出力するシンボル同期位置推定器35とを備えている。

さらに、周波数オフセット補償器14は、相互相関器32の出力とピーク検出器34の出力 (相互相関値のピーク位置) とから、相互相関値の回転角を推定し、さらには周波数オフセットの推定値を出力する回転角推定器36と、回転角推定器36からの周波数オフセットの推定値に基づいて、デジタル直交検波器13からの受信信号の位相を回転させることにより、周波数オフセットを補償した信号を出力する位相回転回路37とを備えている。

なお、図49に示す相関器32、33は、図50に示すように、遅延線41と、タップ42と、加算器43とから構成されており、第2の入力信号から得られる

タップ数を用いて第 1 の入力信号を積分することにより相関値の計算を行なうものである。

すなわち、相互相関器 3 2 には、第 1 の入力信号としてデジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) からの受信信号が入力され、第 2 の入力信号としてデジタル直交検波器 1 3 からの受信信号を遅延器 3 1 で T_w だけ遅延させた信号が入力され、第 2 の入力信号から得られたタップ数 M にわたって第 1 の入力信号を積分することにより、相互相関値を得ることができる。

一方、自己相関器 3 3 には、第 1 および第 2 の入力信号としてデジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) からの受信信号が共通に入力され、この受信信号から得られたタップ数 M にわたってこの受信信号を積分することにより、自己相関値を得ることができる。ここで、タップ数 M は、離散フーリエ変換器 (FFT) 1 8 (図 4 7) のポイント数 (FFT 1 8 の構成に応じて決まるサブキャリアの数の最大値) に等しい値が用いられる。

次に、図 4 9 を参照して、周波数オフセット補償器 1 4 の動作について説明する。

図 4 9 において、ピーク検出器 3 4 によって、相互相関器 3 2 の出力を自己相関器 3 3 の出力で除算することにより、相互相関値のピーク位置が求められる。このピーク検出器 3 4 の検出結果に基づき、シンボル同期位置推定器 3 5 は、シンボル同期位置指定値を発生する。

一方、図 5 1 に示すように、各相関値は複素数で計算されるため、回転角推定器 3 6 において、相互相関値のピーク位置から、相互相関値の実軸に対する回転角 $\Delta \theta$ を推定することが可能となる。この回転角 $\Delta \theta$ に基づいて、回転角推定器 3 6 は、次式を用いて周波数オフセット値 Δf を推定することができる。

$$\Delta f = \Delta \theta / (2 \pi T_w)$$

この回転角推定器 3 6 によって推定された周波数オフセット値 Δf に基づいて、位相回転回路 3 7 は、デジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) からの受信信号の位相を回転させることにより周波数オフセットを補償することが可能となる。ここで、相互相関値の実軸に対する回転角 $\Delta \theta$ は、 $-\pi$ から π の間の値を取るなので、 $-1 / (2 T_w)$ から $1 / (2 T_w)$ の範囲の周波数オフセットを補償することが可

能である。

なお、上述した従来の周波数オフセット補償器 1 4 においては、位相回転回路 3 7 を用いて受信信号の位相回転により周波数オフセットを補償していたが、位相回転回路 3 7 を用いることなく、回転角推定器 3 6 によって回転角 $\Delta \theta$ から求められた周波数オフセット値 Δf を、図 4 8 に示すデジタル直交検波器 1 3 中の
5 局部発信器 2 1 の図示しない制御入力に入力し、発振周波数を可変制御することにより、受信信号の周波数オフセットを補償することもできる。

しかしながら、上述の従来技術の周波数オフセット補償器では、受信信号を遅延させた信号を参照信号として用いる遅延自己相関方式を採用しており、サブキャリアの周波数間隔で正規化を行なった正規化周波数オフセットに関しては、
10 -0.5 から $+0.5$ の範囲の周波数オフセットしか検出し補償することができないという問題があった。

発明の開示

15 この発明の目的は、周波数オフセットの補償範囲を拡大した信号受信装置および周波数オフセット補償方法を提供することである。

この発明に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置は、
20 第 1 のメモリ手段と、相互相関値算出手段と、ピーク位置検出手段と、周波数オフセット推定手段と、周波数オフセット補償手段とを備える。第 1 のメモリ手段は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は 2 以上の整数) 種類の参照信号を保持する。相互相関値算出手段は、受信信号と、 N 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する。ピーク位置検出手段は、相互相関値
25 算出手段によって算出された N 個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出する。周波数オフセット推定手段は、ピーク位置検出手段によって検出された N 個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力する。周波数オフセット補償手段は、周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づい

て、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する。

この発明の他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置は、第1のメモリ手段と、相互相関値算出手段と、ピーク位置検出手段と、周波数オフセット推定手段と、周波数オフセット補償手段とを備える。第1のメモリ手段は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は3以上の整数) 種類の参照信号を保持する。相互相関値算出手段は、受信信号と、 N 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する。ピーク位置検出手段は、相互相関値算出手段によって算出された N 個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出する。周波数オフセット推定手段は、ピーク位置検出手段によって検出された N 個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの複数の周波数オフセット推定値を推定し平均化して出力する。周波数オフセット補償手段は、周波数オフセット推定手段によって推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置は、第1のメモリ手段と、相互相関値算出手段と、ピーク位置検出手段と、周波数オフセット推定手段と、位相回転手段と、第2のメモリ手段と、制御手段と、周波数オフセット補償手段とを備える。第1のメモリ手段は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は2以上の整数) 種類の参照信号を保持する。相互相関値算出手段は、与えられた第1の信号と、 N 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する。ピーク位置検出手段は、相互相関値算出手段によって算出された N 個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出する。周波数オフセット推定手段は、ピーク位置検出手段によって検出された N 個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、相互相関値算出手段に与えられた第1の信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して

出力するとともに蓄積する。

位相回転手段は、周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、与えられた第2の信号のサブキャリアの位相を回転させる。第2のメモリ手段は、位相回転手段によって位相回転された第2の信号を保持する。制御手段は、受信信号を、第1の信号として相互相関値算出手段に与えかつ第2の信号として位相回転手段に与えることにより、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を蓄積するとともに、受信信号のサブキャリアの位相を回転させて第2のメモリ手段に保持させる第1の制御動作を1回実行し、かつ第2のメモリ手段に保持されている信号を、第1の信号として相互相関値算出手段に与えかつ第2の信号として位相回転手段に与えることにより、第2のメモリに保持されている信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を蓄積するとともに、第2のメモリに保持されている信号のサブキャリアの位相を回転させて第2のメモリ手段に保持させる第2の制御動作を(N-1)回繰返す。周波数オフセット補償手段は、第1および第2の制御動作によって蓄積されたN個の周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置は、第1のメモリ手段と、相互相関値算出手段と、ピーク位置検出手段と、第2のメモリ手段と、周波数オフセット推定手段と、加算手段と、位相回転手段と、制御手段と、周波数オフセット補償手段とを備える。第1のメモリ手段は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当するN(Nは2以上の整数)種類の参照信号と、ある特定の周波数オフセットが存在する状態における、各々が2種類以上の参照信号からなる複数の組に対応する相互相関値間の位相回転角に基づいた複数の参照データとを保持する。相互相関値算出手段は、与えられた第1の信号と、各組の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する。ピーク位置検出手段は、相互相関値算出手段によって算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出する。第2のメモリ手段は、受信信号の一部分を抽出して

保持する。周波数オフセット推定手段は、ピーク位置検出手段によって検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、各組の参照信号に対応する参照データとに基づいて、相互相関値算出手段に与えられた第1の信号の周波数オフセット推定値を推定して出力する。加算手段は、周波数オフセット推定手段から出力される周波数オフセット推定値を累積する。位相回転手段は、周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、第2のメモリ手段に保持されている受信信号の位相を回転させる。制御手段は、受信信号を、第1の信号として相互相関値算出手段に与え、複数の参照データのうち最小の参照データに対応する組の参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を算出し、算出された相互相関値と最小の参照データとに基づいて、周波数オフセット推定手段により受信信号の周波数オフセット推定値を推定する第1の制御動作を実行し、さらに推定された周波数オフセット推定値に基づいて位相回転された第2のメモリ手段に保持されている受信信号を第1の信号として相互相関値算出手段に与え、複数の参照データのうち未使用の最小の参照データに対応する参照信号の組との間で相互相関値を算出し、算出された相互相関値と未使用の最小の参照データとに基づいて、周波数オフセット推定手段により第2のメモリに保持されている信号の周波数オフセット推定値を推定する第2の制御動作を繰返す。周波数オフセット補償手段は、加算手段によって累積された第1および第2の制御動作によって算出された周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置は、C/N検出手段と、メモリ手段と、参照信号出力手段と、相互相関値計算手段と、ピーク位置計算手段と、周波数オフセット推定手段と、周波数オフセット補償手段とを備える。C/N検出手段は、受信信号のC/Nを検出する。メモリ手段は、受信信号のC/Nに対応する最適の参照信号を特定するデータテーブルを保持する。参照信号出力手段は、検出されたC/Nに応じて、データテーブルに基づいて各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当するN

(Nは2以上の整数) 種類の最適の参照信号を出力する。相互相関値算出手段は、受信信号と、N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する。ピーク位置検出手段は、相互相関値算出手段によって算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出する。周波数オフセット推定手段は、ピーク位置検出手段によって検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力する。周波数オフセット補償手段は、周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法は、受信信号と、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当するN (Nは2以上の整数) 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するステップと、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備える。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法は、受信信号と、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当するN (Nは3以上の整数) 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの複数の周波数オフセット推定値を推定し平均化して出力するス

テップと、推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備える。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法は、第1の制御ステップを備え、第1の制御ステップは、受信信号と、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当するN（Nは2以上の整数）種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの位相を回転させるステップと、位相回転された受信信号を保持するステップとを含み、第2の制御ステップをさらに備え、第2の制御ステップは、保持された位相回転された受信信号と、N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、保持された位相回転された受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、保持された位相回転された受信信号のサブキャリアの位相を回転させるステップと、位相回転された受信信号を保持するステップとを含み、第1の制御ステップの後、第2の制御ステップを（N-1）回繰返すステップと、第1および第2の制御ステップによって蓄積されたN個の周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより、周波数オフセットを補償するステップとをさらに備える。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信

号受信装置において、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する N （ N は2以上の整数）種類の参照信号と、ある特定の周波数オフセットが存在する状態における、各々が2種類以上の参照信号からなる複数の組に対応する相互相関値間の位相回転角に基づいた複数の参照データとを保持するステップと、第1の制御ステップとを備え、第1の制御ステップは、受信信号と、複数の参照データのうち最小の参照データに対応する組の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、最小の参照データとに基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、受信信号の一部分を抽出して保持するステップと、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、保持されている受信信号の位相を回転させるステップとを含み、第2の制御ステップをさらに備え、第2の制御ステップは、推定された周波数オフセット推定値に基づいて位相回転された保持されている受信信号と、複数の参照データのうち未使用の最小の参照データに対する組の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、未使用の最小の参照データとに基づいて、位相回転された保持されている受信信号の周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップとを含み、第1の制御ステップの後、第2の制御ステップを繰返すステップと、第1および第2の制御ステップによって蓄積された周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより、周波数オフセットを補償するステップとをさらに備える。

この発明のさらに他の局面に従うと、複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法は、受信信号の C/N を検出するステップと、受信信号の C/N に対応する最

適の参照信号を特定するデータテーブルを保持するステップと、検出された C/N に応じて、データテーブルに基づいて各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は 2 以上の整数) 種類の最適の参照信号を出力するステップと、受信信号と、 N 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、
5 算出された N 個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、検出された N 個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するステップと、推定された周波数オフセット推定値に基づいて、受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備える。

10

図面の簡単な説明

図 1 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器を示すブロック図である。

図 2 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の動作原理を示す説明図である。× は位相回転角の等価的な推定位置を示し、 N_{gi} は T_{gi} に含まれるサンプル数を示し、 N_w は T_w に含まれるサンプル数を示す。

15

図 3 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示す説明図である。

図 4 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器のスタートシンボルに対する参照信号の位置を示す説明図である。

20

図 5 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の高 CNR 時において参照データ (等価的な推定時間差) T_E が異なる参照信号を用いた場合の正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示す説明図である。

25

図 6 は、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の低 CNR 時において参照データ (等価的な推定時間差) T_E が異なる参照信号を用いた場合の正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示す説明図である。

図 7 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、比較的雑音が小さく、 T_E/T_w が小さい場合には、推定可能な周波数オフセットが大きくなることを示す説明図である。

5 図 8 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、 T_E/T_w が大きい場合には、推定可能な周波数オフセットが小さくなることを示す説明図である。

図 9 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、 T_E/T_w が小さい場合には、雑音による周波数オフセット推定誤差が大きくなることを示す説明図である。

10 図 10 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、 T_E/T_w が大きい場合には、雑音による周波数オフセット推定誤差が小さくなることを示す説明図である。

図 11 は、この発明の第 2 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器を示すブロック図である。

15 図 12 は、この発明の第 2 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の動作原理を示す説明図である。× は位相回転角の等価的な推定位置を示す。

図 13 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、周波数オフセット値と、一般的な周波数オフセット推定方法による周波数オフセット推定値との関係を示すグラフである。実線の太線は雑音なしの部分を示し、斜線で示した領域は雑音ありのときの周波数オフセット推定誤差範囲を示し、 Δf は周波数オフセット値を示し、 ΔF は周波数オフセット推定値を示す。

25 図 14 は、OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器において、相互相関値の振幅が小さくなると、相互相関値の位相角の推定誤差が大きくなることを示す説明図である。斜線で示した領域は雑音による相互相関値出力の誤差範囲を示す。

図 15 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器を示すブロック図である。

図 16 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の動作を説明するためのブロック図である。

図 17 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の動作を説明するためのブロック図である。

図 18 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器の動作を説明するためのブロック図である。

5 図 19 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器における処理手順を示すフローチャートである。

図 20 は、この発明の第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器から得られる正規化周波数オフセットとビット誤り率との関係を示すグラフである。

10 図 21 は、この発明の第 4 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器を示すブロック図である。

図 22 は、この発明の第 5 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器を示すブロック図である。

15 図 23 は、図 22 に示す周波数オフセット推定器のメモリ 211 に保持される参照信号間の関係を示す図である。×は位相回転角の等価的な推定位置を示す（参照信号の長さは一定）。

図 24 は、この発明の第 5 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット推定器における処理手順を示すフローチャートである。

20 図 25 は、この発明の第 6 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット推定器のメモリ 211 に保持される参照信号間の関係を示す説明図である。×は位相回転角の等価的な推定位置を示す（参照信号の長さは一定）。

図 26 は、この発明の第 7 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償機能付直交検波部を示すブロック図である。

25 図 27 は、この発明の第 7 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット推定器を示すブロック図である。

図 28 は、図 26 に示す周波数オフセット補償機能付直交検波部のデジタル直交検波器を示すブロック図である。

図 29 は、この発明の第 8 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット推定器とデジタル直交検波器との関係を示すブロック図である。

図30は、図29に示す周波数オフセット推定器を示すブロック図である。

図31は、比較的 C/N が小さいときにおいて、参照信号の幅 $wid\ th$ を一定とし、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

5 図32は、比較的 C/N が中程度に大きいときにおいて、参照信号の幅 $wid\ th$ を一定とし、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

10 図33は、比較的 C/N が大きいときにおいて、参照信号の幅 $wid\ th$ を一定とし、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

図34は、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ が小さい方が演算完了時間が短くなることを示す説明図である。Aは $wid\ th$ の値（一定）を示し、Bは $sh\ i\ f\ t$ の値（ $B_1 < B_2$ ）を示し、S1は $wid\ th = A_1$ である1対の参照信号のうち最初に相関を取る参照信号を示し、S21はS1から B_1 だけシフト後に相関を取る参照信号を示し、S22はS1から B_2 だけシフト後に相関を取る参照信号を示す。

図35は、比較的 C/N が小さいときにおいて、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を一定とし、参照信号の幅 $wid\ th$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

20 図36は、比較的 C/N が中程度に大きいときにおいて、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を一定とし、参照信号の幅 $wid\ th$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

図37は、比較的 C/N が大きいときにおいて、参照信号の時間差 $sh\ i\ f\ t$ を一定とし、参照信号の幅 $wid\ th$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

25 図38は、参照信号の幅 $wid\ th$ が小さい方が演算完了時間が短くなることを示す説明図である。Bは $wid\ th$ の値（一定）を示し、Aは $sh\ i\ f\ t$ の値（ $A_1 < A_2$ ）を示し、S11は $wid\ th = A_1$ である1対の参照信号のうち最初に相関を取る参照信号を示し、S12はS11からBだけシフト後に相関を取る参照信号を示し、S21は $wid\ th = A_2$ である1対の参照信号のうち最初に相関を取る参

照信号を示し、S 2 2はS 2 1からBだけシフト後に相関を取る参照信号を示す。

図39は、比較的C/Nが小さいときにおいて、参照信号の時間差 *s h i f t* および参照信号の幅 *w i d t h* を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

5 図40は、比較的C/Nが中程度に大きいときにおいて、参照信号の時間差 *s h i f t* および参照信号の幅 *w i d t h* を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

図41は、比較的C/Nが大きいときにおいて、参照信号の時間差 *s h i f t* および参照信号の幅 *w i d t h* を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対
10 ビット誤り率特性を示すグラフである。

図42は、この発明の第9の実施形態によるOFDM受信装置において受信信号のC/N情報を入手するC/N検出器を示す図である。

図43Aは、シングルキャリア変調方式のスペクトルを示す説明図である。

図43Bは、OFDM伝送方式のスペクトルを示す説明図である。

15 図44は、OFDM信号における周波数オフセットを示す説明図である。縦方向の破線は周波数オフセットがない場合（他の波の影響を受けない場合）を示し、縦方向の実線は周波数オフセットがある場合（他の波の影響を受ける場合）を示す。

図45は、従来技術によるOFDM送信装置を示すブロック図である。

20 図46は、OFDM信号の一般的なパケット構成を示す説明図である。

図47は、従来技術によるOFDM受信装置を示すブロック図である。

図48は、従来技術によるOFDM受信装置におけるデジタル直交検波器の一例を示すブロック図である。

図49は、従来技術によるOFDM受信装置における周波数オフセット補償器
25 の一例を示すブロック図である。

図50は、従来技術によるOFDM受信装置における周波数オフセット補償器の相関器を示すブロック図である。

図51は、従来技術によるOFDM受信装置における周波数オフセット補償器の動作原理を示す説明図である。

発明を実施するための最良の形態

[第 1 の実施形態]

5 以下、図 1 ～図 6 を参照して、この発明の第 1 の実施形態による OFDM 受信装置について説明する。なお、図 4 7 に関連して説明した従来技術の OFDM 受信装置と共通する部分については同一符号を付してその説明を省略する。

10 第 1 の実施形態による OFDM 受信装置は、図 4 7 に関連して説明した従来技術の OFDM 受信装置における周波数オフセット補償器 1 4 を改良したものであり、周波数オフセット補償器 1 4 を除いた他の部分は従来の OFDM 受信装置と同様の構成を有している。

また、第 1 の実施形態のみならず、後述する各実施形態の OFDM 受信装置は、図 4 7 に示したコントローラ 2 0 0 0 により、その全体的な動作が制御されるものとする。

15 まず、図 1 を参照して、第 1 の実施形態による OFDM 受信装置における周波数オフセット補償器の構成について説明する。なお、図 1 において、太線で表した信号線は複素数信号、細線で表した信号線は実数信号をそれぞれ示している。

図 1 において、メモリ 5 1 は、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当

するN（第1の実施形態ではN=2）種類の信号を、それぞれ参照信号として保持している。相互相関器52, 53は、デジタル直交検波器13（図47）の出力信号と、メモリ51に保持された2つの参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を計算する。

- 5 ピーク検出器54は、相互相関器52, 53のそれぞれの出力におけるピーク位置を検出し、周波数オフセット推定回路55は、ピーク検出器54で検出されたそれぞれのピーク位置における相互相関値に基づいて、位相回転角を計算して、受信したOFDM信号の周波数オフセット値を推定する。

- 10 ここで、周波数オフセット推定回路55は、ピーク検出器54で検出されたそれぞれのピーク位置における相互相関値に基づいて、位相回転角を計算する位相回転角計算回路56と、メモリ51に保持されている2つの参照信号に対応した参照データ（等価的な推定時間差） $2\pi TE$ を保持するメモリ57と、位相回転角計算回路56の出力を、メモリ57に保持された参照データ $2\pi TE$ で除算する除算器58とを備えている。

- 15 ここで、予め特定の周波数オフセット Δf_{ref} が存在する状態において、メモリ51に保持されている2つの参照信号に対応してそれぞれ算出された相互相関値間の位相回転角 $\Delta \theta_{ref}$ を算出することによって、メモリ57に保持される参照データを求めることができる。すなわち、メモリ51に保持されている参照信号の波形および位置に基づく値である参照データ（参照信号の等価的な時間差） TE を、次式を用いて求めることができる。

$$TE = \Delta \theta_{ref} / 2\pi \Delta f_{ref}$$

- 25 次に、図2を参照して、図1に示した周波数オフセット補償器の動作を説明する。連続する2つのスタートシンボル中の一部分にそれぞれ相当する2つの参照信号は、図2に示すように、それぞれ幅 $wideth$ を有しており、互いに $shift$ だけタイミングがずれているものとする。

すなわち、時間 T_{gi} , T_w 中に含まれるサンプル数をそれぞれ N_{gi} , N_w とすると、第1の参照信号は、スタートシンボルの先頭から計算して、 $N_{gi} + N_w - (shift + width) / 2$ から $N_{gi} + N_w - (shift - width) / 2$ で表される区間のスタートシンボルに相当する信号であり、第2の

参照信号は、スタートシンボルの先頭から計算して、 $N_{gi} + N_w - (-shift + width) / 2$ から $N_{gi} + N_w - (-shift - width) / 2$ で表される区間のスタートシンボルに相当する信号である。

そして、相互相関器 52, 53 は、デジタル直交検波器 13 (図 47) からの
 5 受信信号と、上述の 2 つの参照信号のそれぞれとの相互相関値を計算し、位相回
 転角計算回路 56 は、計算されたピーク位置におけるそれぞれの相互相関値から
 受信信号の位相回転角 $\Delta\theta$ を求める。この位相回転角 $\Delta\theta$ をメモリ 57 に保持さ
 れた参照データ $2\pi TE$ で除算することにより、周波数オフセット推定値 $\Delta f =$
 $\Delta\theta / (2\pi TE)$ を推定することができる。

10 この周波数オフセット推定値 Δf に基づき、位相回転回路 37 は、デジタル直
 行検波器 13 (図 47) からの受信信号の周波数オフセットを補償することが可
 能となる。

上述のように、2 つの参照信号を用いた場合には、位相回転角の参照データ TE
 E により、周波数オフセット値 Δf の推定範囲は異なり、図 3 に示すように、正
 15 規化周波数オフセットの推定範囲は、 $-Tw / (2TE)$ から $+Tw / (2TE)$
 E の間とすることができる。

すなわち、 $TE < Tw$ とすると、第 1 の実施形態の OFDM 受信装置において
 は、上述の従来例と比較して、周波数オフセットの補償範囲を拡大することが可
 能となる。

20 なお、図 3 の例は、サンプリングクロック同期、シンボルタイミング同期が完
 全であり、有効シンボル区間長 Tw に含まれるサンプル数 N_w (FFT 18 (図
 47) のポイント数) を 64、サブキャリア数 N を 48 とした場合の、正規化周
 波数オフセット (横軸) 対ビット誤り率特性 (BER: Bit Error Rate) (縦
 軸) を示している。

25 また図 4 は、2 つの参照信号の幅 (サンプル数) $width$ を 16 とし、 TE
 $/ Tw$ をそれぞれ 0.25, 1.5 (参照信号のずれ (サンプル数) $shift$
 をそれぞれ 16, 96 とする) とした場合について、2 つの参照信号がスタート
 シンボル中で占める位置を示している。

ところで、位相回転角に誤差 $n\theta$ が生じると、周波数オフセット推定値は、 Δ

$f + n f = (\Delta \theta + n \theta) / (2 \pi T E)$ となり、周波数オフセット推定誤差 $n f$ が生じる。すなわち、 $T E$ 値が小さい場合は、位相回転角の誤差 $n \theta$ による影響（周波数オフセット推定値 Δf に対する周波数オフセット推定誤差 $n f$ ）が大きくなり、エラーフロアが発生することになる。

- 5 したがって、図5に示すように雑音が小さい場合（たとえば、 $C N R$ （搬送波対雑音比） $= 35 \text{ dB}$ ）を例にとると、ある周波数オフセット Δf が存在する場合、

$$\Delta f = \Delta \theta / (2 \pi T E) \quad (\text{ただし } -\pi < \Delta \theta < \pi)$$

- 10 の関係より、図7に示すように $T E / T w = 0.25$ としたときには、図8に示すように $T E / T w = 1.5$ としたときに比べ、回転角 $\Delta \theta$ が小さい値となる（ $T E / T w = 1.5$ のときの $1/6$ ）。

- 15 ところで、 $\Delta \theta$ のとり得る範囲は、 $-\pi < \Delta \theta < \pi$ であるので、ある周波数オフセット Δf に対する回転角 $\Delta \theta$ が小さいほど（すなわち $T E / T w$ が小さいほど）、推定可能な周波数オフセットの範囲は広がる（ $T E / T w = 1.5$ のときの6倍）。

このため、図5に示すように雑音が小さい場合には、参照データ $T E$ 値を小さくすることによって、周波数オフセットの推定範囲をより広げることが可能となる。

- 20 一方、雑音が存在する場合には、雑音により相互相関値に誤差が生じ、その結果、図9および図10に示すように、回転角 $\Delta \theta$ にも誤差 $n \theta$ が生じることになる。

このときの周波数オフセット推定値にも雑音による誤差 $n f$ が生じ、周波数オフセット推定値は、

$$\Delta f + n f = (\Delta \theta + n \theta) / (2 \pi T E)$$

- 25 となる。したがって、雑音の存在下においては、周波数オフセットの推定誤差 $n f$ は、 $T E$ を小さくした方が相対的に大きくなる（ $T E / T w = 0.25$ のとき、 $T E / T w = 1.5$ のときの6倍）。

したがって、図6に示すように、 $T E / T w = 0.25$ のときには周波数オフセットの推定誤差 $n f$ が大きいため、エラーフロアが発生するのに対し、 $T E /$

$T_w = 1.5$ のときには周波数オフセットの推定誤差 $n f$ が比較的小さく抑えられるため、エラーフロアは発生しない。

したがって、参照データ T_E 値を大きくすることによって、周波数オフセットの推定誤差をより小さくすることが可能になることが理解される。

- 5 このように、参照信号の等価的な時間差参照データ T_E の値の選び方、すなわち参照信号そのものの選び方によって、周波数オフセット値の推定範囲および精度を任意に設定することが可能である。

- 10 なお、この第1の実施形態においては、データシンボルの前に付加する既知のシンボルとして、各々が $T_{gi} + T_w$ の長さを持つ連続する2つのスタートシンボルを用いているが、スタートシンボルの長さおよび連続するスタートシンボルの数は、これらに限られるものではなく、任意の長さおよび任意の数のスタートシンボルを付加することができる。

- 15 この第1の実施形態では、2つの参照信号を1組として ($N = 2$)、周波数オフセットの推定を行なう周波数オフセット補償器について説明したが、より一般的には、2つ以上の参照信号を1組とし ($N \geq 2$)、周波数オフセットの推定を行なうことによって、雑音による周波数オフセットの推定誤差を抑制することができる。

[第2の実施形態]

- 20 このように2つ以上の参照信号を1組とした、この発明の第2の実施形態によるOFDM受信装置の周波数オフセット補償器について、図11および図12を参照して説明する。なお、図1に示した第1の実施形態による周波数オフセット補償器と共通する部分については、同一符号を付してその説明を省略する。

- 25 第2の実施形態によるOFDM受信装置は、図11に示すように、各々がスタートシンボル中の任意の部分に相当する3種類 ($N = 3$) の参照信号を保持しているメモリ51と、デジタル直交検波器13 (図47) の出力信号と、メモリ51に保持された3つの参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を計算する相互相関器52、53、61と、相互相関器52、53、61のそれぞれの出力におけるピーク位置を検出するピーク検出器54と、ピーク検出器54で検出されたそれぞれのピーク位置における相互相関値に基づいて、周波数オフセット値を推定

する周波数オフセット推定回路 6 5 とを備えている。

周波数オフセット推定回路 6 5 は、第 1 および第 2 の参照信号に対して求められたそれぞれの相互相関値から受信信号の位相回転角を計算する位相回転角計算回路 5 6 と、この位相回転角計算回路 5 6 の出力を、メモリ 5 7 に保持された参照データ（等価的な推定時間差） $2\pi TE1$ で除算する除算器 5 8 と、第 2 および第 3 の参照信号に対して求められたそれぞれの相互相関値から受信信号の位相回転角を計算する位相回転角計算回路 6 6 と、この位相回転角計算回路 6 6 の出力を、メモリ 6 7 に保持された参照データ（等価的な推定時間差） $2\pi TE2$ で除算する除算器 6 8 と、除算器 5 8 の出力と除算器 6 8 の出力との平均を求め、周波数オフセット推定値として出力する平均化回路 6 9 とを有している。

次に、この第 2 の実施形態による周波数オフセット補償器の動作を図 1 2 を参照して説明する。ここで、連続する 2 つのスタートシンボル中の一部分にそれぞれ相当する 3 つの参照信号は、図 1 2 に示すように、それぞれ幅 *width* を有しており、それぞれの参照信号は *shift* ずつ順にタイミングがずれているものとする。この 3 種類の参照信号のそれぞれと、受信信号との相互相関値を計算することによって、それぞれの相互相関値から受信信号の位相回転角を求め、これらの位相回転角同士を比較することにより、周波数オフセットの推定を行なう。

この第 2 の実施形態では、3 個の参照信号を用いているため、対応するそれぞれの相互相関値のピーク位置におけるそれぞれの相互相関値、すなわち 3 つの位相回転角が求まる。求められた位相回転角に基づき、位相回転角計算回路 5 6、6 6 においてそれぞれ、2 ($=N-1$) 個の位相回転角差を計算することができる。

そして、位相回転角計算回路 5 6 によって計算された位相回転角差を、メモリ 5 7 に保持されている第 1 および第 2 の参照信号に対する参照データ（等価的な推定時間差） $2\pi TE1$ で除算するとともに、位相回転角計算回路 6 6 によって計算された位相回転角差を、メモリ 6 7 に保持されている第 2 および第 3 の参照信号に対する参照データ（等価的な推定時間差） $2\pi TE2$ で除算する。これらの除算結果を平均化し、周波数オフセット推定値とすることによって、周波数オフセット値を推定する際に、雑音による推定誤差を抑制することが可能となる。

なお、この第2の実施形態においても、第1の実施形態と同様に、予めある周波数オフセットをスタートシンボルにかけたときの、それぞれの相互相関値の位相回転角から参照データ（参照信号の等価的な時間差） TE_n （ $n=1 \sim N-1$ ）を計算する。これを用いて各周波数オフセット推定値 $\Delta f_n = \Delta \theta / (2\pi TE_n)$ （ $n=1 \sim N-1$ ）を求め、

$$\Delta f = \Sigma \Delta f_n / (N-1)$$

を周波数オフセット推定値として、位相回転回路37に出力する。この平均化された周波数オフセット推定値に基づき、位相回転回路37は、デジタル直交検波器13（図47）からの受信信号の周波数オフセットを補償することが可能となる。

上述の第2の実施形態のように、参照信号の種類 N を増加させた場合、 $N-1$ 個の周波数オフセットの推定値を求め、これらを平均化して最終的な周波数オフセット推定値として出力しているので、雑音に対して耐性のある周波数オフセット推定を行なうことが可能となる。

なお、上述の第1および第2の実施形態の周波数オフセット補償器においては、位相回転回路37を用いて受信信号の位相回転により周波数オフセットを補償していたが、位相回転回路37を用いることなく、周波数オフセット推定回路65で求めた周波数オフセット値 Δf を、デジタル直交検波器13中の局部発振器21（図48）の制御入力に入力し、発振周波数を可変制御することにより、受信信号の周波数オフセットを補償することもできる。

〔第3の実施形態〕

次に、図13～図20を参照して、この発明の第3の実施形態によるOFDM受信装置について説明する。なお、図1に示した第1の実施形態による周波数オフセット補償器と共通する部分には、同一符号を付してその説明を省略する。

この第3の実施形態の構成を説明する前に、周波数オフセットを繰返し推定することにより、推定の精度が向上する理由について説明する。

一般に、周波数オフセットが大きくなるにつれて周波数オフセット推定の精度は悪くなる。

図13に示すグラフは、周波数オフセット値と、周波数オフセット推定値との

一般的な関係を表している。このグラフから明らかなように、周波数オフセット値が大きくなるにつれて周波数オフセット推定誤差が大きくなっていることが理解される。この原因としては、周波数オフセット値を推定する際に、受信信号中に含まれるスタートシンボルと参照信号との相互相関値の位相回転角により周波数オフセットが求められるため、周波数オフセットが大きいときには相互相関値の振幅が小さくなり、雑音の影響を受けやすくなるということが考えられる。

図 1 4 に示すグラフは、相互相関値の振幅が小さくなると相互相関値の振幅に対して雑音が大きくなるので、相互相関値の位相角の推定誤差が大きくなってしまふことを示している。

そこで、この第 3 の実施形態では、周波数オフセット推定を繰返し行なうことにより、周波数オフセット推定誤差を小さくしようとするものである。

この第 3 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償器は、図 1 5 に示すように、参照信号を保持するメモリ 1 0 1、1 0 2 と、周波数オフセットの計算に要する時間だけ受信信号を保持するメモリ 1 0 3 と、位相回転回路 1 0 8 からの出力を保持するメモリ 1 0 4 と、デジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) の出力またはメモリ 1 0 4 に保持されている受信されたスタートシンボルと、メモリ 1 0 1、1 0 2 に保持されているそれぞれの参照信号との間で相互相関値を計算する相互相関器 1 0 5、1 0 6 と、相互相関器のそれぞれの出力からピーク位置を検出しシンボル同期位置を推定するピーク検出器 1 1 4 と、相互相関器 1 0 5、1 0 6 の出力から位相回転角を計算し周波数オフセット値を推定する周波数オフセット計算器 1 0 7 と、周波数オフセット計算器 1 0 7 からの出力に基づきメモリ 1 0 3 またはメモリ 1 0 4 からの出力の位相を回転させた後、メモリ 1 0 4 に出力する位相回転回路 1 0 8 と、直交検波器 1 3 (図 4 7) の出力を、周波数オフセットを補償するのに要する時間だけ遅延させる遅延器 1 0 9 と、周波数オフセット計算器 1 0 7 からの出力に基づき、遅延器 1 0 9 から出力される信号の位相を回転させる位相回転回路 1 1 0 と、デジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) の出力とメモリ 1 0 4 の出力とを選択的に切換えて相互相関器 1 0 5、1 0 6 に出力する切替器 1 1 1 と、メモリ 1 0 3 の出力とメモリ 1 0 4 の出力とを選択的に切換えて位相回転回路 1 0 8 に出力する切替器 1 1 2 と、メモリ 1 0 4 に

保持されている信号を切替器 1 1 1 の一方の入力または切替器 1 1 2 の一方の入力に選択的に切換えて与える切替器 1 1 3 とを備えている。

なお、切替器 1 1 1, 1 1 2 および 1 1 3 の切換動作は、コントローラ 2 0 0 0 (図 4 7) からの制御信号によって制御されているものとする。

5 次に、図 1 6 ~ 図 1 8 のブロック図を参照して、第 3 の実施形態による周波数オフセット補償器の動作について説明する。

最初に、図 1 6 に示すように、切替器 1 1 1 はデジタル直交検波器 1 3 (図 4 7) の出力側に、切替器 1 1 2 はメモリ 1 0 3 側に、切替器 1 1 3 は切替器 1 1 1 側に接続するようにコントローラ 2 0 0 0 により切換制御が行なわれる。デジタル直交検波器 1 3 からの信号は切替器 1 1 1 を介して相互層間器 1 0 5, 1 0 6 に共通に与えられ、相互相関器 1 0 5, 1 0 6 によってメモリ 1 0 1, 1 0 2 に保持されているそれぞれの参照信号との間で相互相関値をとられる。それぞれの相互相関器で算出された相互相関値は周波数オフセット計算器 1 0 7 に与えられる。また、デジタル直交検波器 1 3 からの信号は同時にメモリ 1 0 3 に保持される。

15 周波数オフセット計算器 1 0 7 は、与えられた 2 つの相互相関値に基づいて周波数オフセット推定値を計算する。計算された周波数オフセット推定値に従い、位相回転回路 1 1 0 は遅延器 1 0 9 の出力の位相を回転させる。なお、遅延器 1 0 9 は、周波数オフセット推定値の計算に要する期間中直交検波器 1 3 の出力を保持しておき、周波数オフセット推定が完了してから位相回転回路 1 1 0 に出力する。これにより、受信データの最初から周波数オフセットが補償されることになる。一方、位相回転回路 1 0 8 は、計算された周波数オフセット推定値に基づいてメモリ 1 0 3 に保持されている信号の位相を回転させ、その結果をメモリ 1 0 4 に保持する。

25 次に、図 1 7 に示すように、切替器 1 1 1 を切替器 1 1 3 側に、切替器 1 1 2 を切替器 1 1 3 側に接続するようにコントローラ 2 0 0 0 により切換制御が行なわれる。相互相関器 1 0 5, 1 0 6 は、メモリ 1 0 4 に保持されている信号とメモリ 1 0 1, 1 0 2 に保持されているそれぞれの参照信号との間で相互相関値を計算し、計算された相互相関値に基づき、周波数オフセット計算器 1 0 7 は周波

数オフセット推定値を計算し、位相回転回路 108, 110 に出力する。

次に、図 18 に示すように、切替器 113 を切替器 112 側に接続するようコントローラ 2000 により切換制御が行なわれる。位相回転回路 108 は、周波数オフセット計算器 107 によって計算された周波数オフセット推定値に基づき、メモリ 104 に保持されている信号の位相を回転させ、メモリ 104 に再度保持する。その後、切替器 113 を切替器 111 側に接続するようにコントローラ 2000 によって切換制御が行なわれる。以後、メモリ 104 に保持されている信号とそれぞれの参照信号との相互相関値をとり、算出された相互相関値に基づいて周波数オフセットを推定し、メモリ 104 に保持されている信号の位相を回転させて再度メモリ 104 に保持するという動作を繰返す。

この第 3 の実施形態による周波数オフセット補償器の上述の処理手順を、図 19 のフローチャートを参照して説明する。

この図 19 に示す例では、コントローラ 2000 (図 47) の制御下に、周波数オフセットの推定を N 回行なうものとする。また周波数オフセット推定器では、受信信号と参照信号との相互相関値をピーク検出器 114 で監視することにより、スタートシンボル位置およびデータシンボル位置の推定を行なう。

まず、ステップ S1 において、切替器 111 をデジタル直交検波器 13 の出力側に、切替器 112 をメモリ 103 側に接続する切換制御を実行する。次に、ステップ S2 において、相互相関器 105, 106 によって、デジタル直交検波器 13 からの受信信号とメモリ 101, 102 に保持されているそれぞれの参照信号との間の相互相関値を算出する。次にステップ S3 において、ピーク検出器 114 により相互相関値のピーク位置を検出したか否かを判定し、ピーク位置を検出しない場合には、上述のステップ S2 の処理を繰返し、ピーク位置を検出した場合には、ステップ S4 において、相互相関器 105, 106 で算出された相互相関値から周波数オフセット推定値 (オフセット値 #1) を算出する。

ステップ S5 において、メモリ 103 に記憶されている直交検波器 13 からの信号が、切替器 112 を介して位相回転回路 108 に与えられ、ステップ S6 において、位相回転回路 108 は、メモリ 103 から入力された信号の位相を、上述の周波数オフセット推定値 (オフセット値 #1) に従って回転する。次に、ス

ステップS 7において、位相回転回路 1 0 8において位相回転された受信信号がメモリ 1 0 4に保持される。

次に、ステップS 8において、切替器 1 1 1を切替器 1 1 3側に、切替器 1 1 2を切替器 1 1 3側に接続するように切換制御が行なわれ、さらにステップS 9からステップS 1 6の間で、以下に説明する処理が(N-1)回繰返される。

まず、ステップS 1 0において、相互相関器 1 0 5, 1 0 6は、メモリ 1 0 4から切替器 1 1 3, 1 1 1を介して与えられた信号と、メモリ 1 0 1, 1 0 2に記憶されている参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を算出し、ステップS 1 1において、周波数オフセット計算器 1 0 7は、周波数オフセット推定値(オフセット値#n)を算出する。次に、ステップS 1 2において、切替器 1 1 3を切替器 1 1 2側に接続する切換制御が行なわれ、ステップS 1 3において、位相回転回路 1 0 8は、メモリ 1 0 4から切替器 1 1 3, 1 1 2を介して読出された信号の位相を、上述の算出された周波数オフセット推定値(オフセット値#n)に従って回転する。ステップS 1 4において、位相回転回路 1 0 8によって位相回転された信号は再度メモリ 1 0 4に記憶される。

次に、ステップS 1 5において、切替器 1 1 3を切替器 1 1 1側に接続する切換制御が行なわれ、再びステップS 1 0からS 1 6に至る処理を(N-1)回繰返す。(N-1)回の繰返しが終了した後、ステップS 1 7において、それまでに算出されたすべてのオフセット値#1~#Nを加算し、ステップS 1 8において、この加算値に従って、位相回転回路 1 1 0は遅延器 1 0 9からの出力信号の位相を回転する。

図 2 0は、参照信号の幅をwidth=16、2つの参照信号間のずれをshift=8としたときの、この第3の実施形態の周波数オフセット補償器から得られる正規化周波数オフセットとビット誤り率との関係を示すグラフである。図 2 0に示すように、1回目に、受信信号中のスタートシンボルと参照信号との間で相互相関値を算出し、周波数オフセット推定値を求め、その値により周波数オフセットを補償する。2回目に、周波数オフセット補償後のスタートシンボルと参照シンボルとの間で相互相関値を算出し、周波数オフセット推定値を求め、その値により周波数オフセットを補償する。このとき求められる相互相関値は、1

回目に受信信号中のスタートシンボルと参照信号との間で求めた相互相関値よりも振幅が大きく位相角は小さくなっている。したがって、2回目のオフセット推定により、実際の周波数オフセット値により近い周波数オフセット推定値が求まっていることになる。さらに3回目に、2回目と同様の処理を繰返すことにより

5 オフセット推定回数が増大し、より大きな周波数オフセットの補償が可能となることが理解される。

上述の第3の実施形態では、2つの参照信号 ($N=2$) を1組として、周波数オフセットの推定を行なっていたが、2つ以上の参照信号 ($N \geq 2$) を1組として周波数オフセットの推定を行なうことによって、さらに雑音による周波数オフ

10 セット推定誤差を抑制することが可能となる。

[第4の実施形態]

このような場合に関して、図21を参照して、この発明の第4の実施形態によるOFDM受信装置について説明する。なお、上述の第3の実施形態と共通する部分については、同一符号を付してその説明を省略する。

図21に示すように、この第4の実施形態による周波数オフセット補償器は、スタートシンボル中の任意の部分に相当する3種類 ($N=3$) の参照信号を保持しているメモリ101、102、115と、デジタル直交検波器13 (図47) の出力信号と、メモリ101、102、115に保持されている3つの参照信号

15 のそれぞれとの間で相互相関値を算出する相互相関器105、106、111とを備えている。

図21に示した第4の実施形態による周波数オフセット補償器によれば、3つの相互相関器105、106、116により位相回転角が算出され周波数オフセット計算器107に与えられる。周波数オフセット計算器107は、これらの位相回転角に応じて2つの周波数オフセット値を推定し、その平均値を周波数オフ

25 セット推定値として位相回転回路108に与えて周波数オフセットの補償を行なっている。これにより、周波数オフセット値を推定する際の雑音による推定誤差を抑制することが可能となる。

[第5の実施形態]

次に、図22～図24を参照して、この発明の第5の実施形態によるOFDM

受信装置について説明する。なお、前述の第1の実施形態と共通する部分には、同一符号を付して説明を省略する。

この第5の実施形態の構成について詳細に説明する前に、この第5の実施形態による周波数オフセット推定の方法によって推定精度が改善される理由について説明する。

上述の各実施形態に関連して説明したように、基本的に1対の相互相関値から周波数オフセット推定値を算出することができる。すなわち、周波数オフセット推定値の導出式である $\Delta f = \Delta \theta / (2 \pi T E)$ から、参照データ（等価的な推定時間差）TEの値を小さくとるほど広範囲に周波数オフセットの推定を行なうことができ、逆に参照データTEの値を大きくとるほど周波数オフセットの推定範囲が狭くなることが理解される。

ここで、受信信号に雑音が付加された場合を考えると、求められる位相回転角 $\Delta \theta$ には、雑音の影響で誤差 $n \theta$ が含まれることになる。この誤差 $n \theta$ により、受信信号に雑音が付加された場合の周波数オフセット推定値は、 $\Delta f + n f = (\Delta \theta + n \theta) / (2 \pi T E)$ で表わされることになる。したがって、周波数オフセット推定値は、参照データTEの値が小さいほど雑音による誤差 $n \theta$ の影響が大きくなり、参照データTE値が大きいほど雑音による誤差 $n \theta$ の影響が小さくなることが理解される。

したがって、参照データTEの値を小さくとった場合には、広範囲に周波数オフセットの推定を行なえる一方で、雑音による周波数オフセット推定誤差 $n f$ が大きくなることが理解される。

このことから、この発明の第5の実施形態による周波数オフセット補償器では、広範囲の周波数オフセットを高精度に補償するために、まず参照データTEの値を小さくとることにより広範囲にわたって周波数オフセット推定値を求めて周波数オフセット補償を行ない、次に参照データTEの値を大きくとることによって、先に行なった周波数オフセット補償の誤差が小さくなるように周波数オフセットの推定・補償を行なうように構成したものである。

より具体的に、各々2つの参照信号からなる複数の参照信号の組と、複数の参照信号の組にそれぞれ対応する異なる参照データTEとを準備し、参照データT

Eの小さい方の参照信号の組から順に用いて周波数オフセットの推定および補償を繰返し行ない、その都度得られた周波数オフセット推定値を蓄積していく。そして、最終的に求められた周波数オフセット推定値の加算値を位相回転回路に与えて、直交検波回路から受信した信号の位相を回転させることにより、広範囲な周波数オフセットに対応するものであり、かつ雑音に対してロバストな周波数オフセット推定を行なうことを可能にするものである。

この発明の第5の実施形態に係る周波数オフセット推定器は、図22に示すように、受信信号のスタートシンボルの始まり位置から参照信号の終わり位置までの長さであるLengthの値と、複数の参照信号と、これらの参照信号で構成される複数の組にそれぞれ対応する複数の参照データ（等価的な推定時間差）TEの値とを保持するメモリ211、受信したスタートシンボルを保持するためのメモリ212、デジタル直交検波器13（図47）の出力とメモリ212の出力とを選択的に切換えて出力する切替器203、切替器203の出力とメモリ211に保持されている2種類（1組）の参照信号のそれぞれの値との相互相関値を算出する相互相関器204、205、相互相関器204、205の出力から相互相関値のピークを検出し、シンボル位置推定値を出力するピーク検出器209、相互相関器204、205の出力と、ピーク検出器209の出力と、メモリ211に保持されている対応の参照データTEの値とを用いて周波数オフセット推定値を計算する周波数オフセット計算器206、周波数オフセット計算器206の出力に応じてメモリ212に保持されている受信したスタートシンボルの位相を回転させる位相回転回路207、周波数オフセット計算器206の出力を加算して出力する周波数オフセット推定値加算器214、直交検波器13からの受信信号を周波数オフセット推定値加算器214の加算動作が終了するまで遅延させる遅延器213、周波数オフセット推定値加算器214の出力に応じて遅延器213の出力の位相を回転させる位相回転回路208、ピーク検出器209からの信号の出力をオン・オフ制御するスイッチ210、スイッチ210から出力されるピーク値と、メモリ211に保持されているLengthの値とをともに、データシンボルの位置を推定するシンボル同期位置推定器201、およびスイッチ210から出力されるピーク値と、メモリ211に保持されているLengthの

値とをもとに、受信信号のうちスタートシンボル区間の信号をメモリ 212 に書込むスタートシンボル抽出器 202 を備えている。

メモリ 211 は、図 23 に示すように、1 対の参照信号 $Ref(n, 1)$, $Ref(n, 2)$ と、それぞれの参照信号の「位相回転角の等価的な推定位置」間の距離である参照データ $TE(n)$ とからなる組を N 組分 (N は正の整数) を保持し、さらにスタートシンボルの始まりから $Ref(n, 1)$ の終わりまでの距離を $Length$ として保持している。ここで、参照信号 $Ref(n, 1)$, $Ref(n, 2)$ はそれぞれスタートシンボル内に収まっており、その長さは等しくかつ一定である。

また、メモリ 212 に対しては、まずスタートシンボル抽出器 202 が受信信号のうちスタートシンボルを抽出して書込を開始する。相互相関器 204 のピーク出力があった後、相互相関器 205 のピーク出力があると、周波数オフセット計算器 206 が周波数オフセットの推定を行ない、その推定結果に応じて位相回転回路 207 は、メモリ 212 に書込まれているスタートシンボルの位相を回転させてメモリ 212 の内容の書換を始めるが、前述のスタートシンボル抽出器 202 によって抽出されたスタートシンボルの書込を追い抜いてメモリ 212 の内容が書換えられることはない。

メモリ 212 に保持されているスタートシンボルに対する 1 回目の位相回転処理が終了すると、スタートシンボル抽出器 202 からメモリ 212 へのスタートシンボルの書込は、次のパケットのスタートシンボルが到達するまでは行なわれない。したがって 2 回目以降の位相回転処理に関しては、メモリ 212 の内容の書換を行なうものは位相回転回路 207 のみであり、切替器 203 には位相回転回路 207 によって書換えられたメモリ 212 のデータが出力される。なお、ピーク検出器 209 は、設定されたしきい値を有しており、与えられた相互相関値が当該しきい値を超えた時点でピークと判定するように動作する。

次に、この第 5 の実施形態による周波数オフセット推定器の動作について、図 22 を参照して説明する。

ここで、メモリ 212 は、3 対の参照信号 $Ref(n, 1)$, $Ref(n, 2)$ と、それぞれの対の参照信号間の参照データ (等価的な推定時間差) TE

(n) とを保持するものとし、対応する $TE(n)$ ($n=1, 2, 3$) の値は、それぞれ、 $TE(1) = TW/50$, $TE(2) = TW/8$, $TE(3) = TW/2$ であり、かつ $Length = 20$ であるものとする。

まず、デジタル直交検波器 13 (図 47) からの信号がスタートシンボル抽出器 202 に与えられるとともに、切替器 203 を介して相互相関器 204, 205 に入力される。相互相関器 204, 205 は、入力された信号と、メモリ 211 に保持されている 1 対の参照信号 $Ref(1, 1)$, $Ref(1, 2)$ のそれぞれの値との相互相関値を求め、ピーク検出器 209 は、算出された相互相関値のピーク位置を検出する。

周波数オフセット計算器 206 は、それぞれのピーク位置における相互相関値と、メモリ 211 に保持されている対応する参照データ $TE(1)$ の値とを用いて、周波数オフセット値 #1 を推定する。さらに、ピーク検出器 209 の出力は、オン状態のスイッチ 210 を介してシンボル同期位置推定器 201 に与えられ、シンボル同期位置推定器 201 から出力されるシンボル位置推定値は、図 47 に示すシンボルクロック発生器 15 に出力される。また、ピーク検出器 209 の出力は、オン状態であるスイッチ 210 を介してスタートシンボル抽出器 202 に入力され、スタートシンボル抽出器 202 は、受信信号のうちスタートシンボルを抽出してメモリ 212 に記憶させる。スイッチ 210 は、相互相関器 204 によるピーク検出が行なわれた後にオフにされる。

ここで、前述のように受信信号に雑音が付加されている場合は、推定されるオフセットに誤差が含まれるため、正確なオフセット推定がなされない。この実施形態では、とりあえずこのオフセット推定値 #1 を用いてメモリ 212 に保持されているスタートシンボルの位相を位相回転回路 207 で回転させてメモリ 212 に書き戻す。またオフセット推定値 #1 を周波数オフセット推定値加算器 214 に与えて累積する。

次に、コントローラ 2000 (図 47) の制御により、切替器 203 を切換えて、メモリ 212 に保持されている信号を相互相関器 204, 205 に入力する。相互相関器 204, 205 は、メモリ 212 から入力された信号と、メモリ 211 に保持されている 1 対の参照信号 $Ref(2, 1)$, $Ref(2, 2)$ のそれ

ぞれの値との相互相関値を求め、ピーク検出器 209 は、相互相関値のピーク位置を検出する。

5 周波数オフセット計算器 206 は、それぞれのピーク位置における相互相関値と、メモリ 211 に保持されている対応する参照データ TE (2) の値とを用いて周波数オフセット推定値 #2 を推定する。またオフセット推定値 #2 を周波数オフセット推定値加算器 212 に与えて蓄積する。ここでも推定されるオフセット値には誤差が含まれるが、最初の推定値時よりも小さくなっている。

10 このオフセット推定値 #2 を用いてメモリ 212 に保持されているスタートシンボルの位相を位相回転回路 207 で回転させてメモリ 212 に書き戻す。そして最後にもう一度、メモリ 212 の信号を相互相関器 204, 205 に入力する。相互相関器 204, 205 は、メモリ 212 から入力された信号と、メモリ 211 に保持されている 1 対の参照信号 Ref (3, 1), Ref (3, 2) のそれぞれの値との相互相関値を求め、ピーク検出器 209 は相互相関値のピーク位置を検出する。

15 周波数オフセット計算器 206 は、それぞれピーク位置における相互相関値と、メモリ 211 に保持されている対応する参照データ TE (3) の値とを用いて周波数オフセット推定値 #3 を推定する。そしてオフセット推定値 #3 を周波数オフセット推定値加算器 214 に与えて蓄積する。ここでも推定されるオフセット値には誤差は含まれているが、先ほどの推定値時よりもさらに小さくなっている。

20 このようにして計算されたオフセット推定値 #1, #2, #3 を加算した結果が最終的な周波数オフセット推定値であり、周波数オフセット推定値加算器 214 から位相回転回路 208 に与えられる。位相回転回路 208 は、周波数オフセット推定値加算器 214 から出力された周波数オフセット推定値に応じて、遅延器 213 から出力される受信信号の位相回転を行なって周波数オフセットを補償する。

25 さらに、この第 5 の実施形態による周波数オフセット推定器におけるコントローラ 2000 (図 47) の制御下の処理手順を図 24 に示すフローチャートを参照して説明する。

初めに、ステップ S21 において、 $n=1$ にセットし、ステップ S22 におい

て、 $n = 1$ か否かを判定する。 $n = 1$ の場合は、ステップS 2 3において、切替器2 0 3の出力をデジタル直交検波器1 3（図4 7）からの入力に切換え、 $n \neq 1$ の場合は、ステップ2 4において、切替器2 0 3の出力をメモリ2 1 2からの出力に切換える。

5 ステップS 2 5では、切替器2 0 3の出力とメモリ2 1 1に保持されている参照信号 $Ref(n, 1)$ との相互相関値を求める。ステップS 2 6では、相互相関値のピーク位置を判定し、判定されない場合は、ステップS 2 5およびS 2 6の処理を繰返す。ピーク位置が判定された場合は、ステップS 2 7に移行してスイッチ2 1 0をオフとする。

10 次にのステップS 2 8において、切替器2 0 3の出力とメモリ2 1 1の参照信号 $Ref(n, 2)$ との相互相関値を求める。ステップS 2 9において、前述のステップS 2 6と同様にピーク位置を判定し、判定されない場合は、ステップS 2 8およびS 2 9の処理を繰返す。ピーク位置が判定された場合は、ステップS 3 0において、それぞれの相互相関値およびメモリ2 1 1に保持されている参照
15 データ $TE(n)$ に基づいて周波数オフセット（オフセット推定値 n ）を推定する。

次に、ステップS 3 1において、 $n = N$ か、すなわち所定回数 N まで周波数オフセット推定処理を行なったか否かを判定し、未だ行なっていない場合は、ステップS 3 2において、メモリ2 1 2に保持されている信号の位相をオフセット推
20 定値 $\#n$ に従って回転させてメモリ2 1 2に書き戻すとともに、 n をカウントアップして、ステップS 2 2からS 3 0の処理を $n = N$ となるまで繰返す。

すなわち、メモリ2 1 2に保持されている信号と、受信信号との相互相関値算出に用いた対とは別の対の参照信号 $Ref(n, 1)$ 、 $Ref(n, 2)$ との間で相互相関値を計算し、メモリ2 1 1に保持されている参照データ $TE(n)$
25 ($TE(1) < TE(2) < \dots < TE(N)$)の値を用いて同様に周波数オフセット推定値 $\#n$ を求める。そして推定値 $\#n$ に基づいてメモリ2 1 2に保持されている受信スタートシンボルに位相回転を施す処理を $N - 1$ 回実行する($n = 2, 3, \dots, N$)。

そして、ステップS 3 1において、 $n = N$ の場合、すなわち、所定回数 N まで

周波数オフセット推定処理を行なったことが判定された場合には、ステップ S 3 4において、これまでの処理で算出されオフセット推定値 # 1 ~ # n を周波数オフセット推定値加算器 2 1 4 で加算して、その結果を周波数オフセット推定値として位相回転回路 2 0 8 に出力する。

- 5 このようにこの発明の第 5 の実施形態によるオフセット補償器によれば、必要回数だけ参照データ（等価的な推定時間差）T E の値を順に大きくとっていきながら、その都度周波数オフセット推定値を求めてオフセット補償を行ない、その都度得られた周波数オフセット推定値を加算して求められた最終の周波数オフセット推定値により受信信号に対する周波数オフセット補償を行なうので、周波数
10 オフセット補償を高精度に行なうことが可能となる。

〔第 6 の実施形態〕

次に、図 2 5 を参照して、この発明の第 6 の実施形態による OFDM 受信装置について説明する。

- 上述の第 5 の実施形態では、図 2 3 に示すように、1 対の参照信号 R e f (n ,
15 1) , R e f (n , 2) と、それぞれの参照信号の「位相回転角の等価的な推定位置」間の距離である参照データ T E (n) とからなる組を N 組分用意したが、この第 6 の実施形態では、図 2 5 に示すように、1 対の参照信号 R e f (1) , R e f (n , 2) と、それぞれの参照信号の「位相回転角の等価的な推定位置」間の距離である参照データ T E (n) とからなる組を N 組 (N は正の整数) 分保持し、さらにスタートシンボルの始まりから R e f (1) の終わりまでの距離を
20 L e n g t h として保持するようにしている。ここで、R e f (1) , R e f (n , 2) はスタートシンボル内に収まっており、その長さは等しく一定としている。

- このような第 6 の実施形態の発明によれば、1 対の参照信号の片側に R e f
25 (1) を共通して用いることにより、メモリの使用量を減らすことができる。

〔第 7 の実施形態〕

次に、この発明の第 7 の実施形態による OFDM 受信装置について図 2 6 ~ 図 2 8 を参照して説明する。

上述の第 5 および第 6 の実施形態では、図 2 2 に示すように、周波数オフセッ

ト補償器は、周波数オフセット推定値加算器 2 1 4 において加算され出力された最終の周波数オフセット推定値に基づいて、位相回転回路 2 0 8 が受信信号の位相を回転させることにより周波数オフセットの補償を行なっていた。これに対し、以下に説明する第 7 の実施形態では、第 5 および第 6 の実施形態と同様に、推定され加算された最終の周波数オフセット推定値を、図 4 7 に示す OFDM 受信装置のデジタル直交検波器 1 3 の局部発振器に入力して発振周波数を可変制御することにより受信信号の周波数オフセットを補償しようとするものである。

図 2 6 は、第 7 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット補償機能付きの直交検波部の構成を示すブロック図であり、図 2 7 は図 2 6 に示す周波数オフセット推定器 2 1 8 の構成を示すブロック図であり、図 2 8 は図 2 6 に示すデジタル直交検波器 2 1 7 の構成を示すブロック図である。なお、図 2 7 に示す周波数オフセット推定器 2 1 8 の構成およびその動作は、図 2 2 に示す周波数オフセット推定器の構成および動作とほぼ同一であるのでその説明を省略する。

図 2 6 に示すように周波数オフセット補償機能付き直交検波部は、A/D 変換器 1 2 (図 4 7) の出力を一定時間遅延させる遅延器 2 1 5 と、遅延器 2 1 5 の出力および A/D 変換器 1 2 (図 4 7) の出力のいずれかを選択して出力する切替器 2 1 6 と、図 2 8 に示すように発振周波数を制御することができ、また切替器 2 1 6 の出力を実成分および虚成分に分離することができるデジタル直交検波器 2 1 7 と、デジタル直交検波器 2 1 7 の出力の周波数オフセット値を推定して補償する周波数オフセット推定器 2 1 8 とを備えている。

図 2 6 に示す周波数オフセット補償機能付き直交検波部の動作について説明する。以下に説明する動作も、コントローラ 2 0 0 0 (図 4 7) の制御下に行われる。まず、OFDM 受信装置の A/D 変換器 1 2 (図 4 7) からの出力が、遅延器 2 1 5 および切替器 2 1 6 に与えられる。切替器 2 1 6 はまず、A/D 変換器 1 2 (図 4 7) からの出力を選択してデジタル直交検波器 2 1 7 に与え、デジタル直交検波器 2 1 7 は与えられた信号を実成分と虚成分とに分解し、周波数オフセット推定器 2 1 8 に与える。

図 2 7 に示す周波数オフセット推定器 2 1 8 では、図 2 2 に示す第 5 の実施形態と同様に、周波数オフセット推定値加算器 2 1 4 から周波数オフセット推定値

が出力されるが、その後周波数オフセット推定値はデジタル直交検波器 2 1 7 に与えられる。そして、図 2 8 に示すように、切替器 2 1 6 で選択された遅延器 2 1 5 からの出力の直交検波を行なう際に用いる局部発振器 2 1 の可変周波数が周波数オフセット推定値によって調節される。この結果、デジタル直交検波器 2 1 7 からは、周波数オフセットが補償された信号が出力されることになる。

なお、この第 7 の実施形態においても、周波数オフセット推定器 2 1 8 内のメモリ 2 1 1 に保持される参照信号を前述の第 6 の実施形態のものと同じように構成することにより、メモリの使用量を節約することが可能となる。

[第 8 の実施形態]

次に、図 2 9 ~ 図 4 1 を参照して、この発明の第 8 の実施形態による OFDM 受信装置について説明する。

この第 8 の実施形態による OFDM 受信装置の周波数オフセット推定器 3 0 0 は、図 2 9 に示すように、デジタル直交検波器 3 0 1 からの受信信号を受けて周波数オフセットを推定し、その周波数オフセット推定値をデジタル直交検波器 3 0 1 に与える。なお、デジタル直交検波器 3 0 1 は図 2 8 に示す構成と同じ構成を有しており、また、図 2 9 のその他の部分の構成は図 4 7 に示す構成と同様であるので、その説明を省略する。

図 2 9 の周波数オフセット推定器 3 0 0 は、図 3 0 に示すように、受信信号の C/N (搬送波対雑音比) に対応する最適参照信号のデータテーブルを保持しているメモリ 3 0 2 と、受信信号の C/N に基づいて、メモリ 3 0 2 に保持されている情報から最適参照信号を選定し、その選定データに基づいてメモリ 3 0 4 に命令を出す参照信号調節器 3 0 3 と、参照信号を予め保持しており参照信号調節器 3 0 3 の命令により参照信号を出力するメモリ 3 0 4 と、デジタル直交検波器 3 0 1 (図 2 9) の出力とメモリ 3 0 4 から出力される参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を計算する相互相関器 3 0 5, 3 0 6 と、相互相関器の出力からピーク位置を検出しシンボル同期位置を推定するピーク検出器 3 0 7 と、相互相関器 3 0 5, 3 0 6 の出力に基づいて位相回転角を計算し、周波数オフセット推定値を推定する周波数オフセット計算器 3 0 8 とを備えている。

次に、図 3 0 に示す周波数オフセット推定器 3 0 0 の動作を説明する。

まず、参照信号調節器 303 は、図示しない受信信号の C/N に関する情報の発生源から当該情報を受取る。一方、メモリ 302 には、ある基準に基づいて作成された、受信信号の C/N に対応する、参照信号幅データおよび参照データ（等価的な推定時間差）TE のデータテーブルが保持されている。

- 5 参照信号調節器 303 は、受取った受信信号の C/N に関する情報に基づいて、メモリ 302 内の上述のテーブルから、対応する参照信号幅データおよび参照データ TE を特定し、これに対応する参照信号の組を選択する。

次に、参照信号調節器 303 は、上述のように選択された参照信号の組を出力するようにメモリ 304 に命令する。メモリ 304 には、実際にはスタートシンボルが保持されており、上述の参照信号調節器 303 からの命令内容を満たすように、保持されているスタートシンボルの部分を参照信号の組として相互相関器 305, 306 に出力する。

- 10 相互相関器 305, 306 は、与えられた参照信号の組のそれぞれと、デジタル直交検波器 301 の出力との間で相互相関値を参照し、参照されたそれぞれの相互相関値が周波数オフセット計算器 308 に入力される。周波数オフセット計算器 308 は与えられた相互相関値に基づいて周波数オフセット推定値を算出する。

なお、周波数オフセット推定器 300 は、受信信号と参照信号との相互相関値をピーク検出器 307 で監視することにより、スタートシンボル位置およびデータシンボル位置の推定を行なうとともに、ピーク位置における相互相関値により周波数オフセット推定値を算出する。

- 20 次に、メモリ 302 に保持されている、受信信号の C/N 情報に対応する最適参照信号のデータテーブルの例について、図 31 ないし図 41 を参照して説明する。

25 ここで、前述の参照データ TE は、複数の参照信号間の時間差 shift（それぞれの参照信号の先頭同士の時間差）に対して単調増加の関係にあるため、shift を増加させることにより、参照データ TE を増加させることができる。したがって、参照データ TE の代わりに、shift をパラメータとして取扱うことも可能となる。なお、本来は、パラメータとして参照データ TE を用いるべ

きであるが、以下の説明では、簡略化のために、`shift`をパラメータとして用いた場合について説明する。

図31, 図32, 図33は、それぞれ、比較 C/N が小さい場合、中程度の場合、大きい場合において、参照信号の幅`width`を一定とし、参照信号間の時間差データ`shift`を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

これらの図において、横軸は正規化周波数オフセット、縦軸はBER特性を示す。また、サンプリングクロック同期、シンボルタイミング同期は完全であると仮定する。さらに有効シンボル区間を $T_w = 64$ 、FFTのポイント数を64、サブキャリア数を48とし、変調方式としてはDQPSK方式を用い、復調方式としては遅延検波方式を用いるものとする。また、これらの図に示す括弧内の数値はそれぞれ順に`width`, `shift`を示すものとする。

これらの図から明らかなように、受信信号の C/N の大小にかかわらず、いずれの場合にも`shift`を大きくすると周波数オフセット推定精度が向上していることが理解される。また、 C/N が低くなると、所望のBER特性を得るための`shift`が大きくなることが理解される。

ここで、所望のBERを $1.0E-3$ とした場合に、受信信号の C/N が、 $C/N < 23\text{ dB}$ のとき、 $(\text{width}, \text{shift}) = (16, 19)$ に設定し、 $23\text{ dB} \leq C/N < 30\text{ dB}$ のとき、 $(\text{width}, \text{shift}) = (16, 16)$ に設定し、 $30\text{ dB} \leq C/N$ のとき、 $(\text{width}, \text{shift}) = (16, 8)$ に設定する。上記設定を C/N に対する $(\text{width}, \text{shift})$ のテーブルとして、予めメモリ302に保持する。

参照信号調整器303は、受信信号の C/N に応じて上記テーブルをもとに得られた $(\text{width}, \text{shift})$ に対する参照信号を選択し、メモリ304に保持されているスタートシンボルから読出す。相互相関器305, 306は、読出された参照信号に基づいて相互相関値計算を行なう。

ただし、所望のBER特性を満たしている`shift`の値が2つ以上存在する場合には、小さい方の`shift`に対応する参照信号を選定する。`shift`が小さい方の参照信号を選定することにより、図34から理解されるように、演算

完了時間を短縮することができる。

このようにして設定した C/N に対応する ($wid\theta h, shift$) のデータテーブルをメモリ 302 に保持し、受信信号の C/N に応じてデータテーブルに基づいて参照信号を設定することにより、所望の精度で周波数オフセットを推定することが可能となる。

次に、図 35、図 36、図 37 は、それぞれ、比較的 C/N が小さい場合、中程度の場合、大きい場合において、それぞれの参照信号の $shift$ を一定とし、 $wid\theta h$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

これらの図から明らかなように、 $wid\theta h$ を大きくすると、周波数オフセット推定精度が向上していることがわかる。また、 C/N が低くなると、ある所望の BER を得るための $wid\theta h$ が大きくなっていることが理解される。

ここで、所望の BER に設定して、受信信号の C/N が、 $C/N < 25\text{ dB}$ のとき、($wid\theta h, shift$) = (32, 16) に設定し、 $25\text{ dB} \leq C/N < 30\text{ dB}$ のとき、($wid\theta h, shift$) = (16, 16) に設定し、 $30\text{ dB} \leq C/N$ のとき、($wid\theta h, shift$) = (8, 16) に設定する。上記設定を C/N に対する ($wid\theta h, shift$) のテーブルとして、予めメモリ 302 に保持する。

参照信号調整器 303 は、受信信号の C/N に応じて上記テーブルをもとに得られた ($wid\theta h, shift$) に対する参照信号を選択し、メモリ 304 から読出す。相互相関器 305、306 は、読出された参照信号に基づいて相互相関値計算を行なう。

ただし、所望の BER 特性を満たしている $wid\theta h$ の値が 2 つ以上存在する場合には、小さい方の $wid\theta h$ に対応する参照信号を選定する。小さい方の $wid\theta h$ に対応する参照信号を選定することにより、図 38 から理解されるように、演算完了時間を短くすることができるとともに、ハードウェア規模を縮小することができる。このようにして設定された C/N に対する ($wid\theta h, shift$) のデータテーブルをメモリ 302 に保持し、受信信号の C/N に応じてデータテーブルに基づいて参照信号を選定することにより、所望の精度で周波数

オフセットの推定が可能となる。

次に図 3 9、図 4 0、図 4 1 は、それぞれ、比較的 C/N が小さい場合、中程度の場合、大きい場合において、それぞれの参照信号の $shift$ および $width$ を変化させた場合の、正規化周波数オフセット対ビット誤り率特性を示すグラフである。

ここで、所望の BER に設定して、受信信号の C/N が、 $C/N < 23 \text{ dB}$ のとき、 $(width, shift) = (32, 16)$ に設定し、 $23 \text{ dB} \leq C/N < 30 \text{ dB}$ のとき、 $(width, shift) = (32, 8)$ に設定し、 $30 \text{ dB} < C/N$ のとき、 $(width, shift) = (16, 8)$ に設定する。上記設定を C/N に対する $(width, shift)$ のテーブルとして、予めメモリ 302 に保持する。

参照信号調節器 303 は、受信信号の C/N に応じて上記テーブルをもとに得られた $(width, shift)$ に対応する参照信号を選択し、メモリ 304 から読出す。相互相関器 305、306 は、読出された参照信号に基づいて相互相関値計算を行なう。ただし、所望の BER 特性を満たしている $(width, shift)$ の値が 2 つ以上存在する場合には、その中で最も演算完了時間を短縮できるものを選定する。

このようにして設定された C/N に対応する $(width, shift)$ のデータテーブルをメモリ 302 に保持し、受信信号の C/N に応じてデータテーブルに基づいて参照信号を選定することにより、所望の精度での周波数オフセット推定が可能となる。

[第 9 の実施形態]

次に、図 4 2 を参照して、この発明の第 9 の実施形態による OFDM 受信装置について説明する。

図 4 2 は、図 3 0 に示す周波数オフセット推定器 300 に受信信号の C/N 情報を供給する C/N 情報供給源の一例を示す OFDM 受信装置のブロック図であり、 C/N 検出器 309 は、離散フーリエ変換器 18 からのそれぞれの出力信号レベルを検出し、検出された信号レベルに基づいて受信信号の C/N を検出する。第 9 の実施形態のその他の部分の構成は図 2 9 に示す実施形態と同様であるので、

その説明を省略する。

図 4 5 に関連して先に説明した OFDM 信号の生成仮定においては、サブキャリア数 $<$ FFT サンプル数の関係が成り立っており、逆離散フーリエ変換器 3 (図 4 5) においては、情報データを割当てないサブキャリアに対しては振幅 0 を割当てて OFDM 信号を生成している。一方、図 4 2 に示す第 9 の実施形態による OFDM 受信器の離散フーリエ変換器 1 8 においては、上述のような生成仮定を経て生成された OFDM 信号が入力される。離散フーリエ変換器 1 8 の出力において、もしも雑音が付加されていない場合には、振幅 0 が割当てられたサブキャリアに対応する出力は振幅 0 となるが、雑音が付加されている場合には、振幅 0 が割当てられたサブキャリアの出力は、その振幅が雑音レベルとなる。したがって、振幅 0 を割当てたサブキャリアの出力と情報データが割当てられたサブキャリアの出力とに基づいて、受信信号の C/N を検出することができる。この発明の第 9 の実施形態による OFDM 受信装置の C/N 検出器 3 0 9 は、上述のような検出原理に基づき、受信信号の C/N を検出し、検出された C/N 情報を周波数オフセット推定器 3 0 0 に供給する。

産業上の利用可能性

以上のように、この発明は、信号受信装置および周波数オフセット補償方法に適用することができ、より特定のには、OFDM 受信装置のようなマルチキャリア伝送方式で伝送された信号を受信する信号受信装置、およびそのような信号伝送に用いられサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法に適用することができる。

請求の範囲

1. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置であって、

5 各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN（Nは2以上の整数）種類の参照信号を保持する第1のメモリ手段（51）と、

前記受信信号と、前記N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する相互相関値算出手段（52，53）と、

10 前記相互相関値算出手段によって算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するピーク位置検出手段（54）と、

前記ピーク位置検出手段によって検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力する周波数オフセット推定手段（55）と、

15 前記周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する周波数オフセット補償手段（37）とを備えた、信号受信装置。

2. 前記周波数オフセット推定手段は、

前記N個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値の位相差を算出する位相回転角計算手段（56）と、

20 ある特定の周波数オフセットが存在する状態における、前記N種類の参照信号に対応する相互相関値間の位相回転角に基づいた参照データを保持する第2のメモリ手段（57）と、

25 前記回転角計算手段によって算出された相互相関値の位相差を、前記参照データで除算して前記周波数オフセット推定値を算出する除算手段（58）とを含む、請求の範囲第1項に記載の信号受信装置。

3. 前記周波数オフセット補償手段は、前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより周波数オフセットを補償する、請求の範囲第1項に記載の信号受信装置。

4. 局部発振器を有し、前記受信信号を検波する検波手段をさらに備え、

前記周波数オフセット補償手段は、前記推定された周波数オフセット値に基づいて、前記局部発振器の発振周波数を可変制御する手段を含む、請求の範囲第1項に記載の信号受信装置。

- 5 5. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置であって、

各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN（Nは3以上の整数）種類の参照信号を保持する第1のメモリ手段（51）と、

- 10 前記受信信号と、前記N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する相互相関値算出手段（52，53，61）と、

前記相互相関値算出手段によって算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するピーク位置検出手段（54）と、

- 15 前記ピーク位置検出手段によって検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの複数の周波数オフセット推定値を推定し平均化して出力する周波数オフセット推定手段（65）と、

前記周波数オフセット推定手段によって推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する周波数オフセット補償手段（37）とを備えた、信号受信装置。

6. 前記周波数オフセット推定手段は、

- 20 前記N個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値の複数の所定の組合せの位相差を算出する複数の位相回転角計算手段（56，66）と、

ある特定の周波数オフセットが存在する状態における、前記N種類の参照信号の前記複数の所定の組合せに対応する相互相関値間の複数の位相回転角に基づいた複数の参照データを保持する第2のメモリ手段（57，67）と、

- 25 前記複数の位相回転角計算手段によって算出された相互相関値の複数の位相差を、前記複数の参照データの対応するものでそれぞれ除算して複数の周波数オフセット推定値を算出する複数の除算手段（58，68）と、

前記複数の除算手段から出力された複数の周波数オフセット推定値を平均化して出力する平均化手段（69）とを含む、請求の範囲第5項に記載の信号受信装

置。

7. 前記周波数オフセット補償手段は、前記推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより周波数オフセットを補償する、請求の範囲第5項に記載の信号受信装置。

5 8. 局部発振器を有し、前記受信信号を検波する検波手段をさらに備え、

前記周波数オフセット補償手段は、前記推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、前記局部発振器の発振周波数を可変制御する手段を含む、請求の範囲第5項に記載の信号受信装置。

10 9. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置であって、

各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN（Nは2以上の整数）種類の参照信号を保持する第1のメモリ手段（101、102）と、

15 与えられた第1の信号と、前記N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する相互相関値算出手段（105、106）と、

前記相互相関値算出手段によって算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するピーク位置検出手段（114）と、

20 前記ピーク位置検出手段によって検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記相互相関値算出手段に与えられた前記第1の信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積する周波数オフセット推定手段（107）と、

前記周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、与えられた第2の信号のサブキャリアの位相を回転させる位相回転手段（108）と、

25 前記位相回転手段によって位相回転された前記第2の信号を保持する第2のメモリ手段（104）と、

前記受信信号を、前記第1の信号として前記相互相関値算出手段に与えかつ前記第2の信号として前記位相回転手段に与えることにより、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を蓄積するとともに、前記受信信号のサブキ

キャリアの位相を回転させて前記第2のメモリ手段に保持させる第1の制御動作を1回実行し、かつ前記第2のメモリ手段に保持されている信号を、前記第1の信号として前記相互相関値算出手段に与えかつ前記第2の信号として前記位相回転手段に与えることにより、前記第2のメモリに保持されている信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を蓄積するとともに、前記第2のメモリに保持されている信号のサブキャリアの位相を回転させて前記第2のメモリ手段に保持させる第2の制御動作を(N-1)回繰返す制御手段と、

前記第1および第2の制御動作によって蓄積されたN個の周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する周波数オフセット補償手段(110)とを備えた、信号受信装置。

10 10. 前記周波数オフセット補償手段は、前記周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより周波数オフセットを補償する、請求の範囲第9項に記載の信号受信装置。

11. 局部発振器を有し、前記受信信号を検波する検波手段をさらに備え、

15 前記周波数オフセット補償手段は、前記周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記局部発振器の発振周波数を可変制御する手段を含む、請求の範囲第9項に記載の信号受信装置。

1-2. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置であって、

20 各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN(Nは2以上の整数)種類の参照信号と、ある特定の周波数オフセットが存在する状態における、各々が2種類以上の前記参照信号からなる複数の組に対応する相互相関値間の位相回転角に基づいた複数の参照データとを保持する第1のメモリ手段(211)と、

与えられた第1の信号と、各組の前記参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する相互相関値算出手段(204, 205)と、

前記相互相関値算出手段によって算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するピーク位置検出手段(209)と、

前記受信信号の一部分を抽出して保持する第2のメモリ手段(212)と、

前記ピーク位置検出手段によって検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、前記各組の前記参照信号に対応する参照データとに基づいて、前記相互相関値算出手段に与えられた前記第1の信号の周波数オフセット推定値を推定して出力する周波数オフセット推定手段(206)と、

前記周波数オフセット推定手段から出力される周波数オフセット推定値を累積する加算手段(214)と、

前記周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記第2のメモリ手段に保持されている前記受信信号の位相を回転させる位相回転手段(207)と、

前記受信信号を、前記第1の信号として前記相互相関値算出手段に与え、前記複数の参照データのうち最小の参照データに対応する組の参照信号のそれぞれとの間で相互相関値を算出し、算出された相互相関値と前記最小の参照データとに基づいて、前記周波数オフセット推定手段により前記受信信号の周波数オフセット推定値を推定する第1の制御動作を実行し、さらに前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて位相回転された前記第2のメモリ手段に保持されている前記受信信号を前記第1の信号として前記相互相関値算出手段に与え、前記複数の参照データのうち未使用の最小の参照データに対応する参照信号の組との間で相互相関値を算出し、算出された相互相関値と前記未使用の最小の参照データとに基づいて、前記周波数オフセット推定手段により前記第2のメモリに保持されている信号の周波数オフセット推定値を推定する第2の制御動作を繰返す制御手段と、

前記加算手段によって累積された前記第1および第2の制御動作によって算出された周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する周波数オフセット補償手段(208)とを備えた、信号受信装置。

13. 前記受信信号から抽出された、前記第2のメモリ手段に保持される信号は、前記スタートシンボルである、請求の範囲第12項に記載の信号受信装置。

14. 前記周波数オフセット補償手段は、前記周波数オフセット値の加算値に基

づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより周波数オフセットを補償する、請求の範囲第12項に記載の信号受信装置。

15. 局部発振器を有し、前記受信信号を検波する検波手段をさらに備え、

5 前記周波数オフセット補償手段は、前記周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記局部発振器の発振周波数を可変制御する手段を含む、請求の範囲第12項に記載の信号受信装置。

16. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置であって、

10 前記受信信号のC/Nを検出するC/N検出手段(309)と、

前記受信信号のC/Nに対応する最適の参照信号を特定するデータテーブルを保持するメモリ手段(302)と、

15 前記検出されたC/Nに応じて、前記データテーブルに基づいて各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN(Nは2以上の整数)種類の最適の参照信号を出力する参照信号出力手段(303, 304)と、

前記受信信号と、前記N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出する相互相関値算出手段(305, 306)と、

前記相互相関値算出手段によって算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するピーク位置検出手段(307)と、

20 前記ピーク位置検出手段によって検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力する周波数オフセット推定手段(308)と、

25 前記周波数オフセット推定手段によって推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する周波数オフセット補償手段(301)とを備えた、信号受信装置。

17. 前記周波数オフセット補償手段は、前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより周波数オフセットを補償する、請求の範囲第16項に記載の信号受信装置。

18. 局部発振器を有し、前記受信信号を検波する検波手段をさらに備え、

前記周波数オフセット補償手段は、前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記局部発振器の発振周波数を可変制御する手段を含む、請求の範囲第16項に記載の信号受信装置。

19. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法であって、

前記受信信号と、各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN (Nは2以上の整数) 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するステップと、

前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備えた、方法。

20. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法であって、

前記受信信号と、各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN (Nは3以上の整数) 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの複数の周波数オフセット推定値を推定し平均化して出力するステップと、

前記推定され平均化された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備えた、方法。

21. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法であって、

第1の制御ステップを備え、前記第1の制御ステップは、

前記受信信号と、各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当するN(Nは2以上の整数)種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出されたN個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、

前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させるステップと、

前記位相回転された前記受信信号を保持するステップとを含み、

第2の制御ステップをさらに備え、前記第2の制御ステップは、

前記保持された前記位相回転された前記受信信号と、前記N種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたN個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記保持された前記位相回転された前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、

前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記保持された前記位相回転させられた前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させるステップと、

前記位相回転された前記受信信号を保持するステップとを含み、

前記第1の制御ステップの後、前記第2の制御ステップを(N-1)回繰返す

ステップと、

前記第 1 および第 2 の制御ステップによって蓄積された N 個の周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより、周波数オフセットを補償するステップとをさらに備えた、方法。

- 5 2 2. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法であって、

- 10 各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は 2 以上の整数) 種類の参照信号と、ある特定の周波数オフセットが存在する状況における、各々が 2 種類以上の前記参照信号からなる複数の組に対応する相互相関値間の位相回転角に基づいた複数の参照データとを保持するステップと、

第 1 の制御ステップとを備え、前記第 1 の制御ステップは、

- 15 前記受信信号と、前記複数の参照データのうち最小の参照データに対応する組の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、前記最小の参照データとに基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップと、

- 20 前記受信信号の一部分を抽出して保持するステップと、

前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記保持されている受信信号の位相を回転させるステップとを含み、

第 2 の制御ステップをさらに備え、前記第 2 の制御ステップは、

- 25 前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて位相回転された保持されている前記受信信号と、前記複数の参照データのうち未使用の最小の参照データに対応する組の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

前記算出された相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出されたピーク位置のそれぞれにおける相互相関値と、前記未使用の最小の参照データとに基づいて、前記位相回転された保持されている前記受信信号

の周波数オフセット推定値を推定して出力するとともに蓄積するステップとを含み、

前記第 1 の制御ステップの後、前記第 2 の制御ステップを繰返すステップと、

5 前記第 1 および第 2 の制御ステップによって蓄積された周波数オフセット推定値の加算値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの位相を回転させることにより、周波数オフセットを補償するステップとをさらに備えた、方法。

23. 複数のサブキャリアに対してシンボルが並列的に割当てられて変調されているデータシンボル区間と、前記データシンボル区間に先行して付加されたスタートシンボルとからなる信号を受信して復調する信号受信装置において、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償する方法であって、

10 前記受信信号の C/N を検出するステップと、

前記受信信号の C/N に対応する最適の参照信号を特定するデータテーブルを保持するステップと、

15 前記検出された C/N に応じて、前記データテーブルに基づいて各々が前記スタートシンボル中の任意の部分に相当する N (N は 2 以上の整数) 種類の最適の参照信号を出力するステップと、

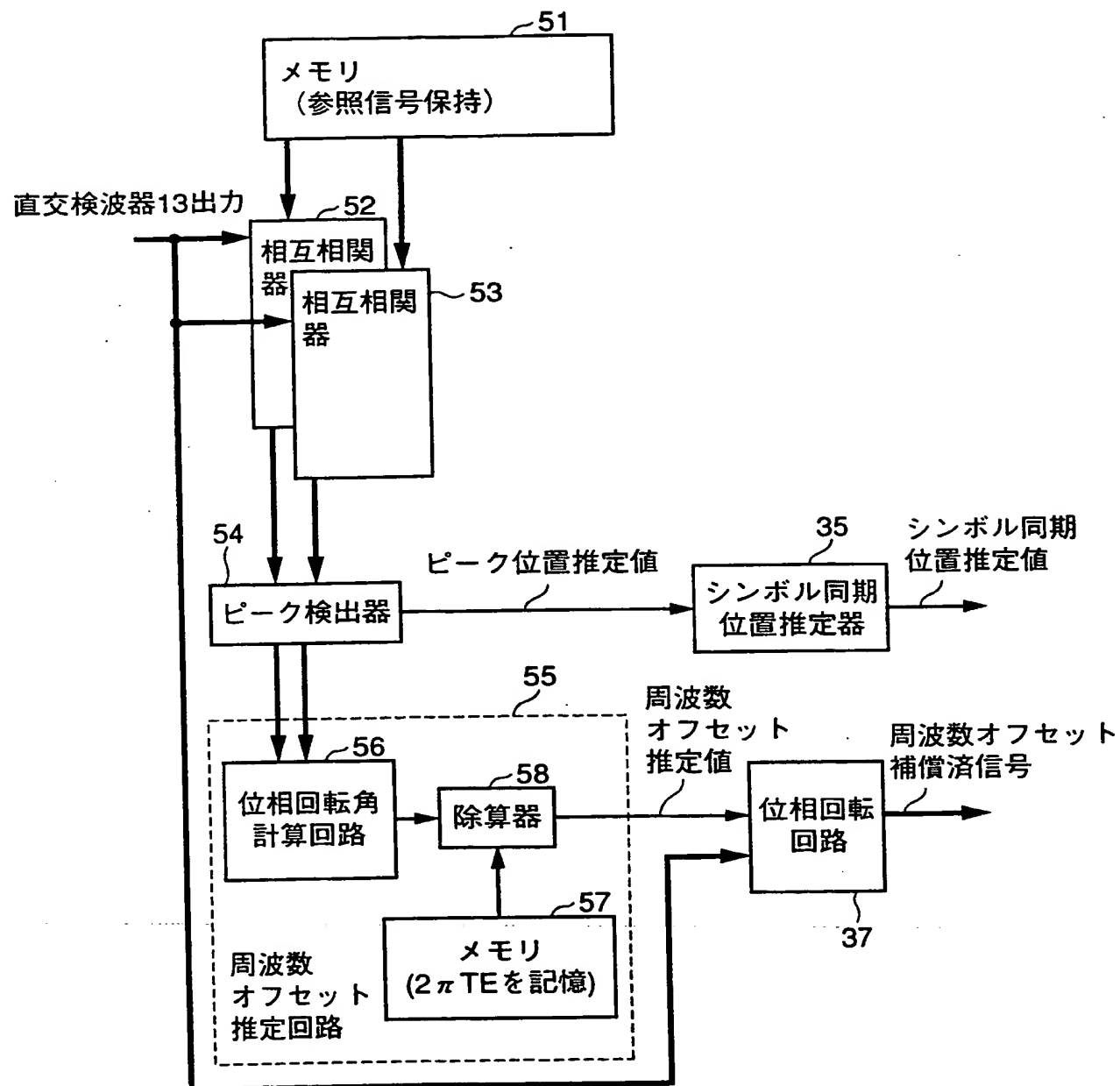
前記受信信号と、前記 N 種類の参照信号のそれぞれとの相互相関値を算出するステップと、

20 前記算出された N 個の相互相関値のそれぞれのピーク位置を検出するステップと、

前記検出された N 個のピーク位置のそれぞれにおける相互相関値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセット推定値を推定して出力するステップと、

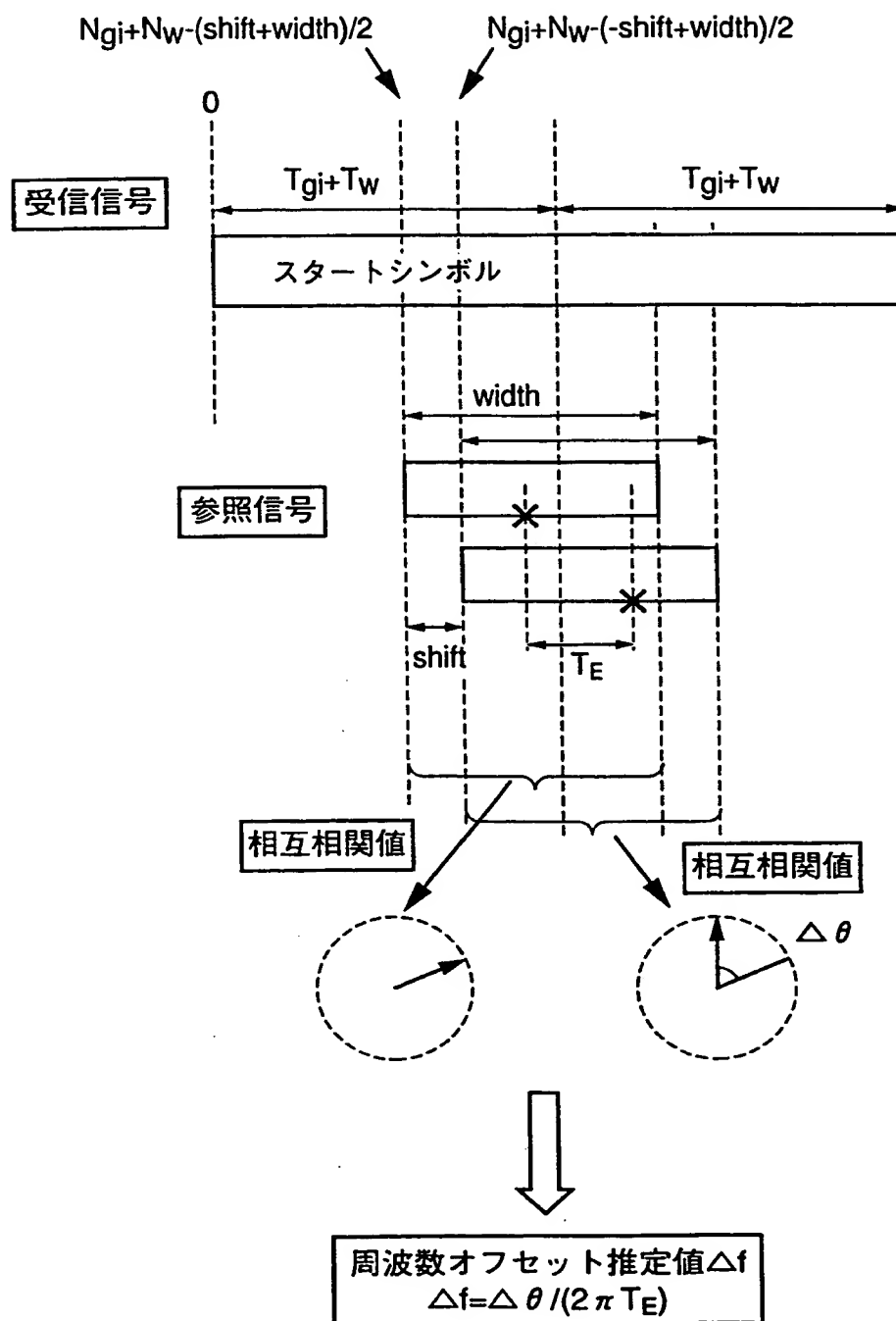
25 前記推定された周波数オフセット推定値に基づいて、前記受信信号のサブキャリアの周波数オフセットを補償するステップとを備えた、方法。

FIG. 1

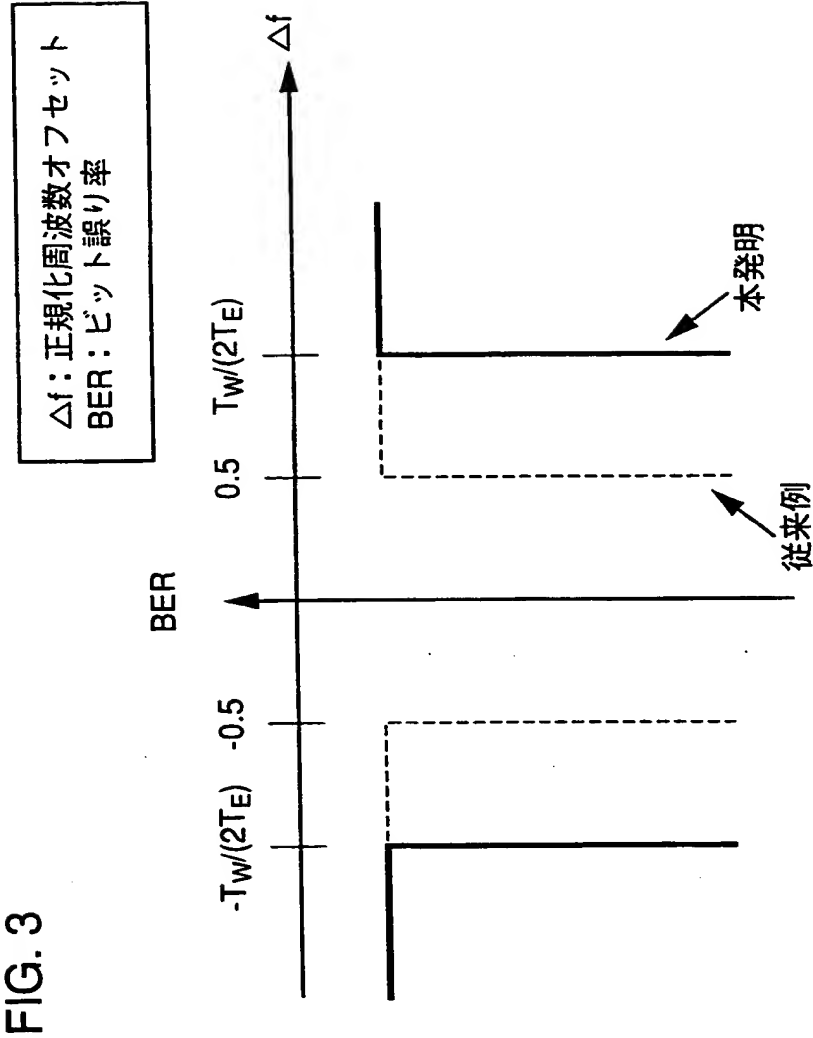


This Page Blank (uspto)

FIG. 2

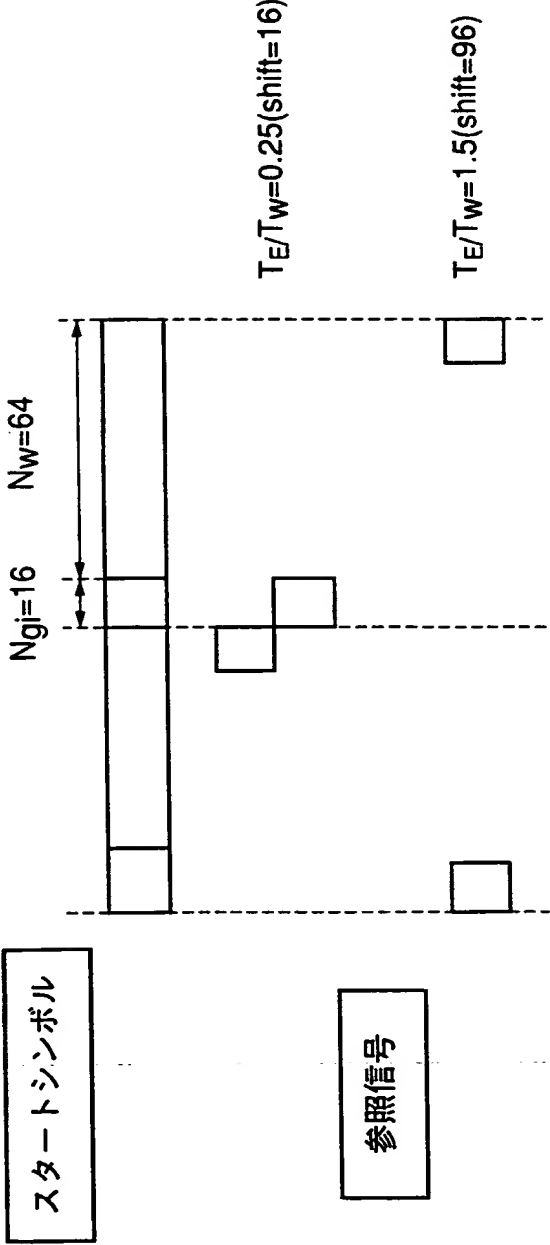


This Page Blank (uspto)



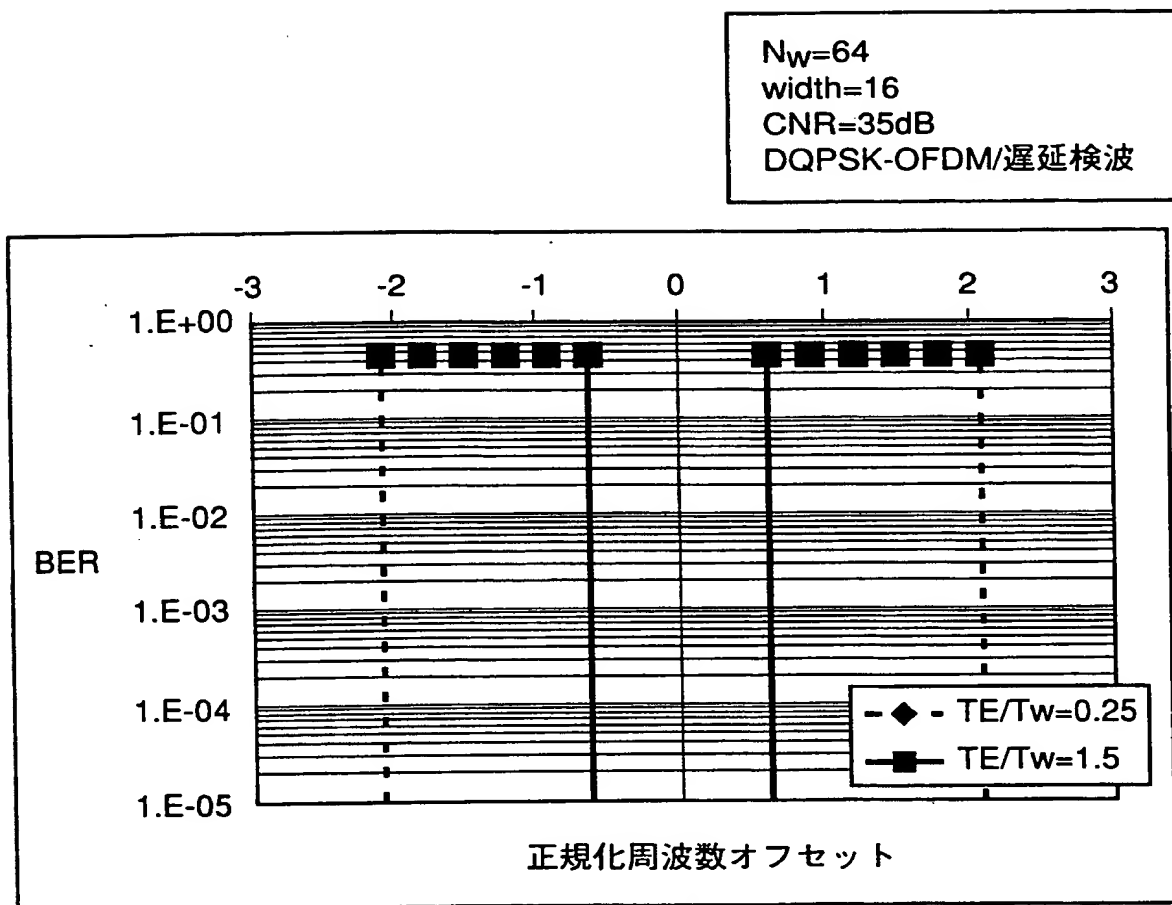
This Page Blank (uspto)

FIG. 4



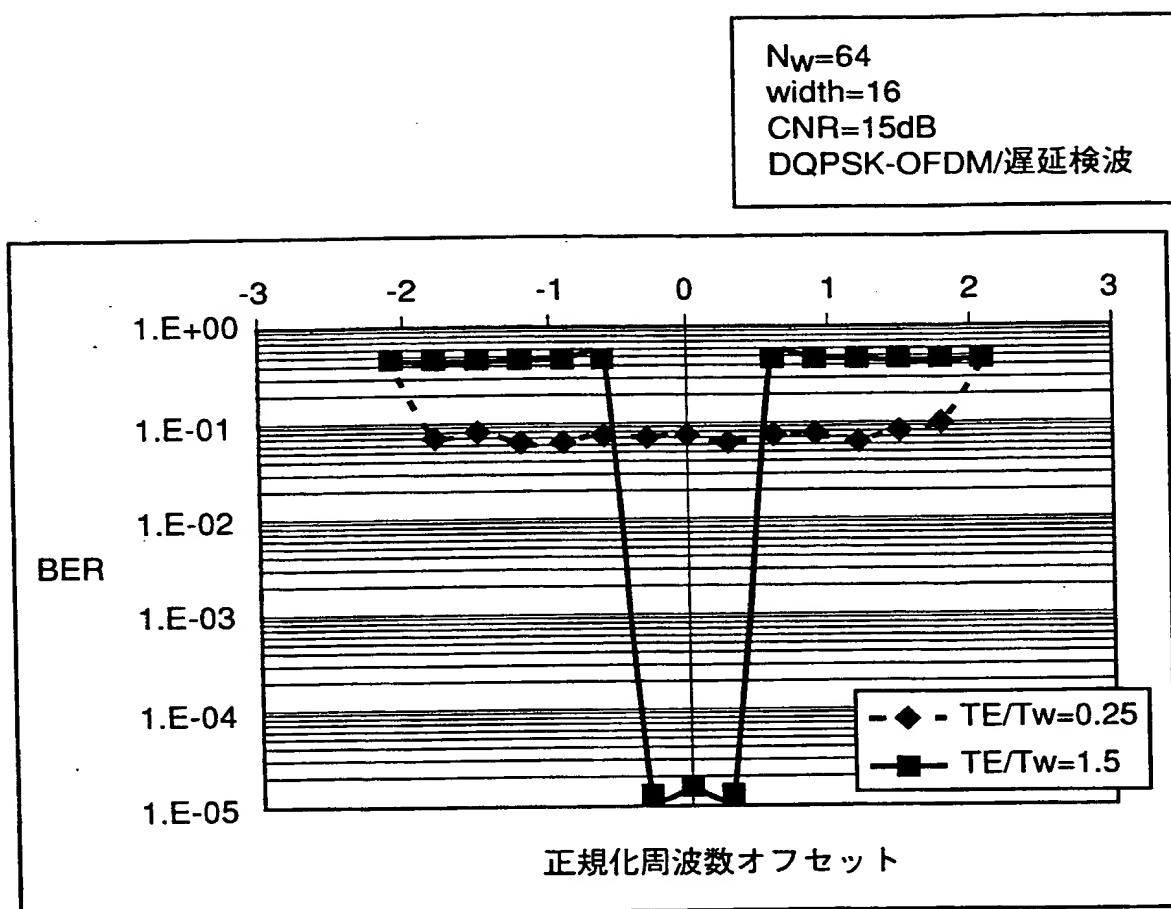
This Page Blank (uspto)

FIG. 5



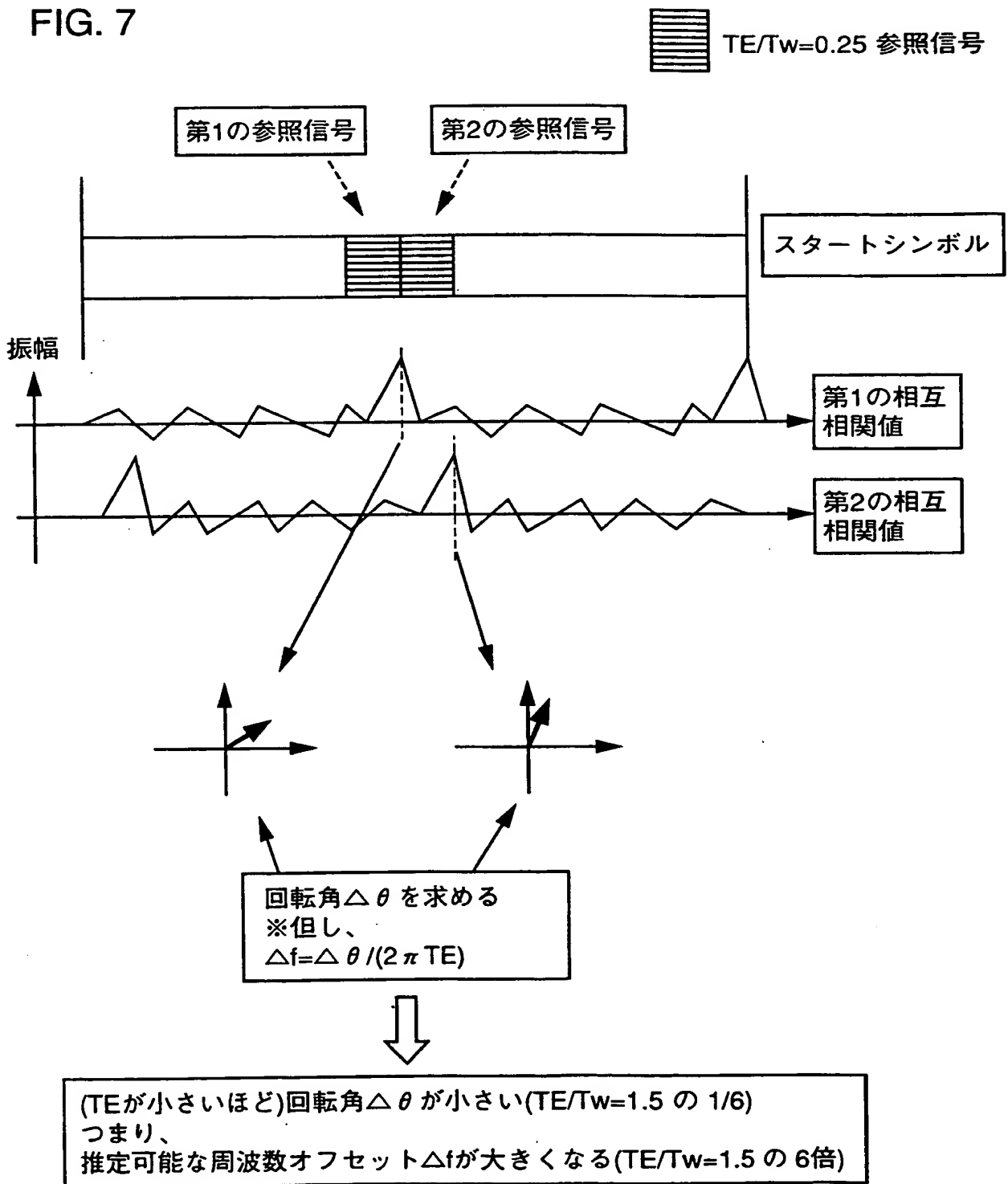
This Page Blank (uspto)

FIG. 6



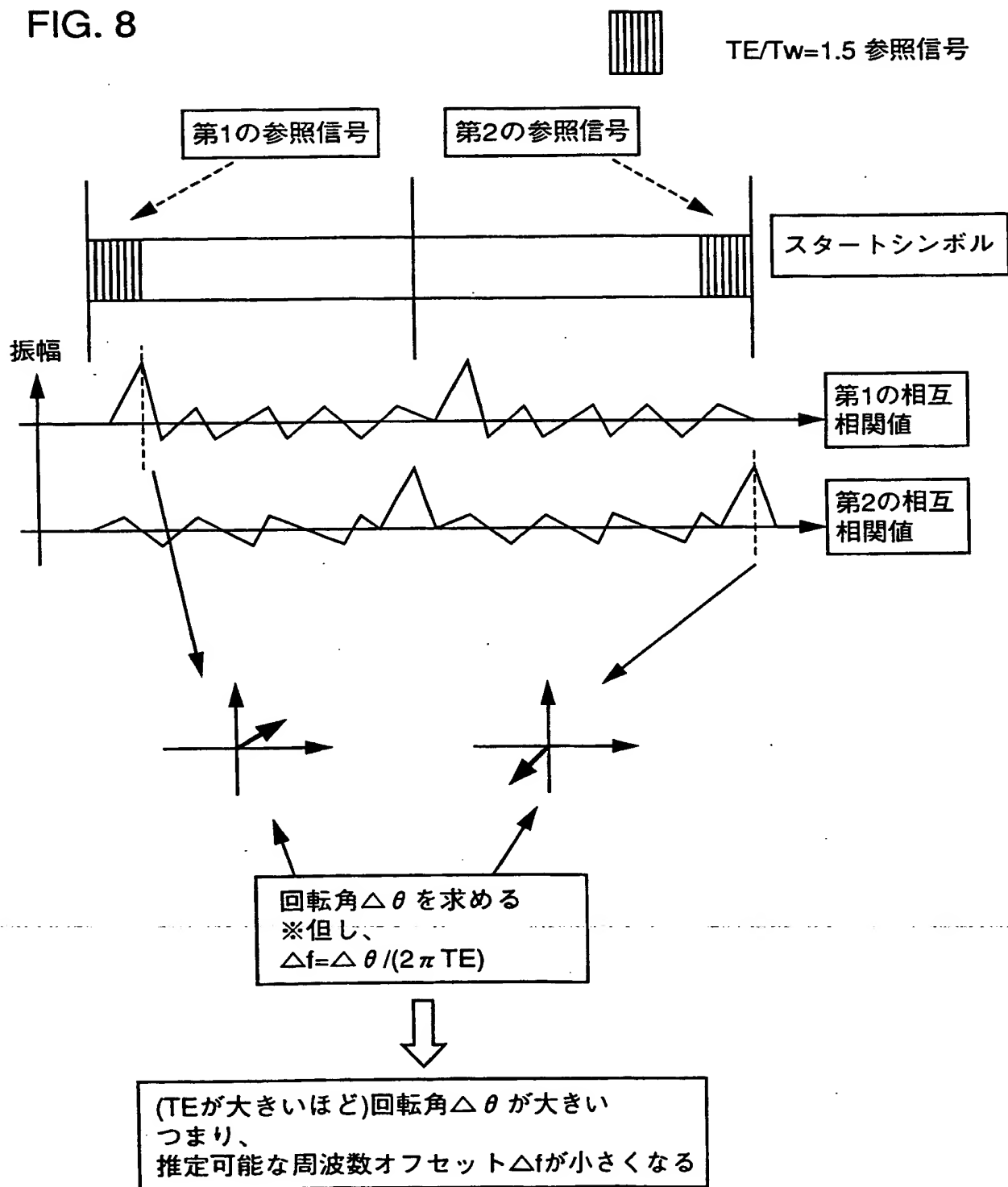
This Page Blank (uspto)

FIG. 7



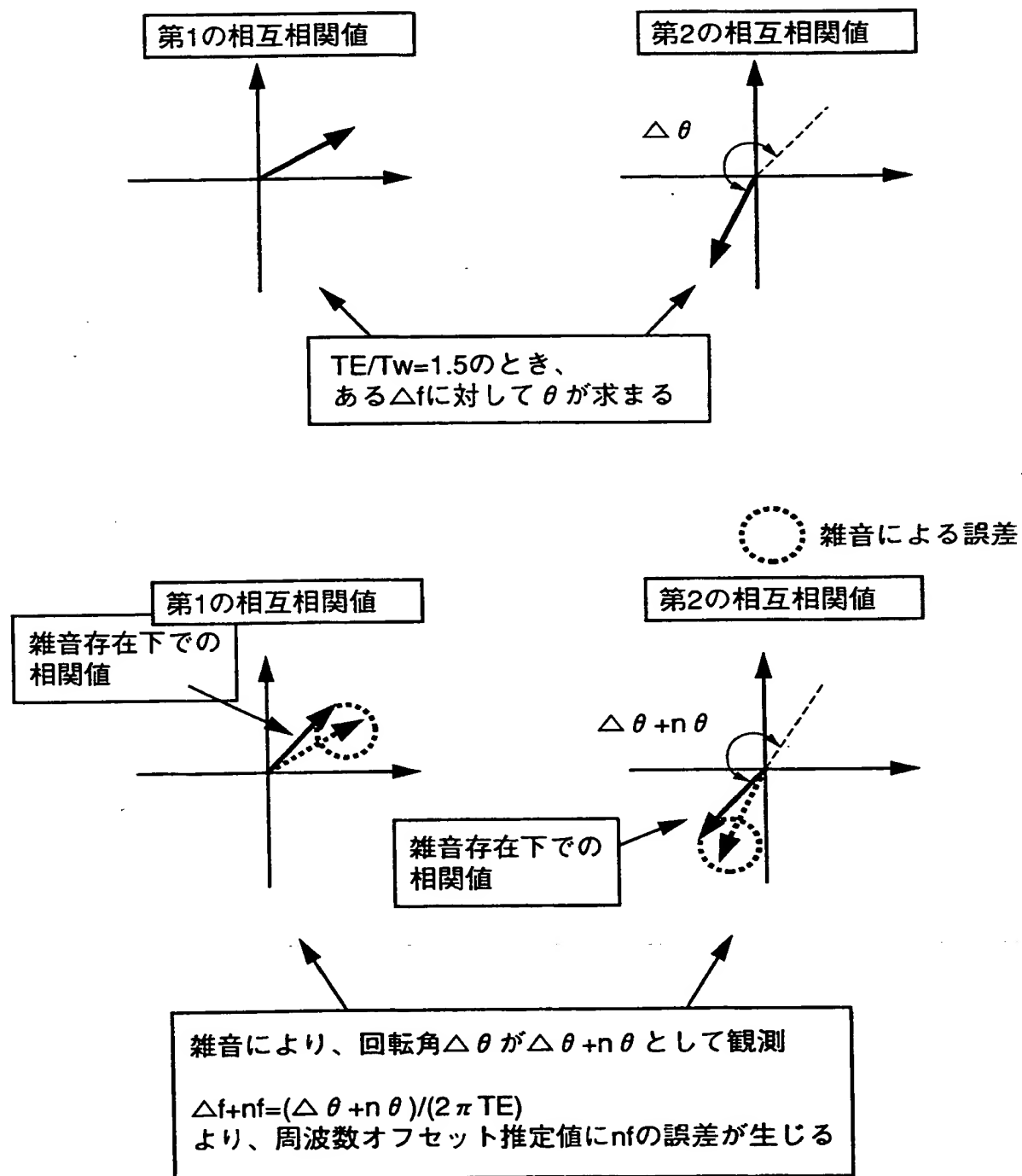
This Page Blank (uspto)

FIG. 8



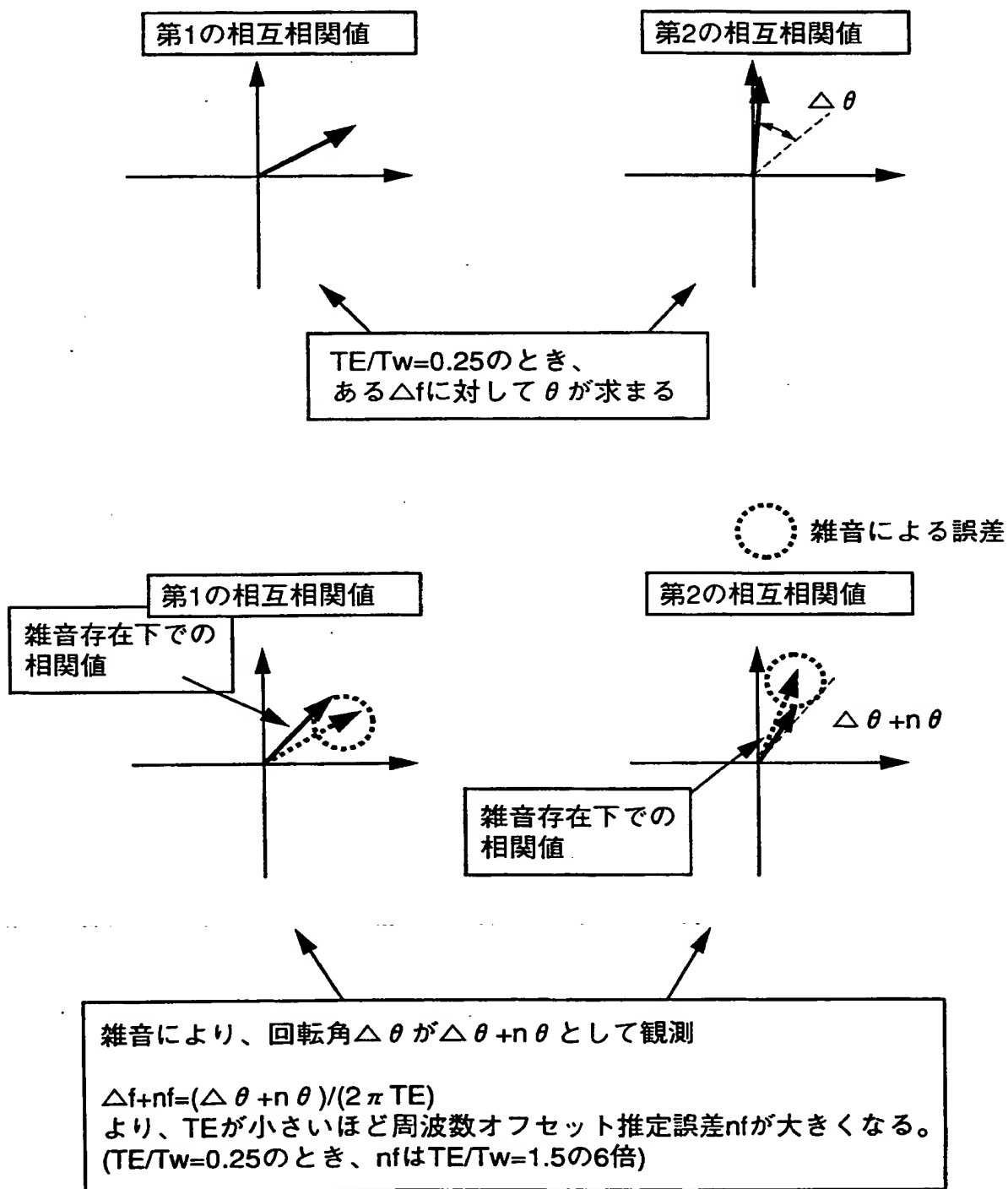
This Page Blank (uspto)

FIG. 9



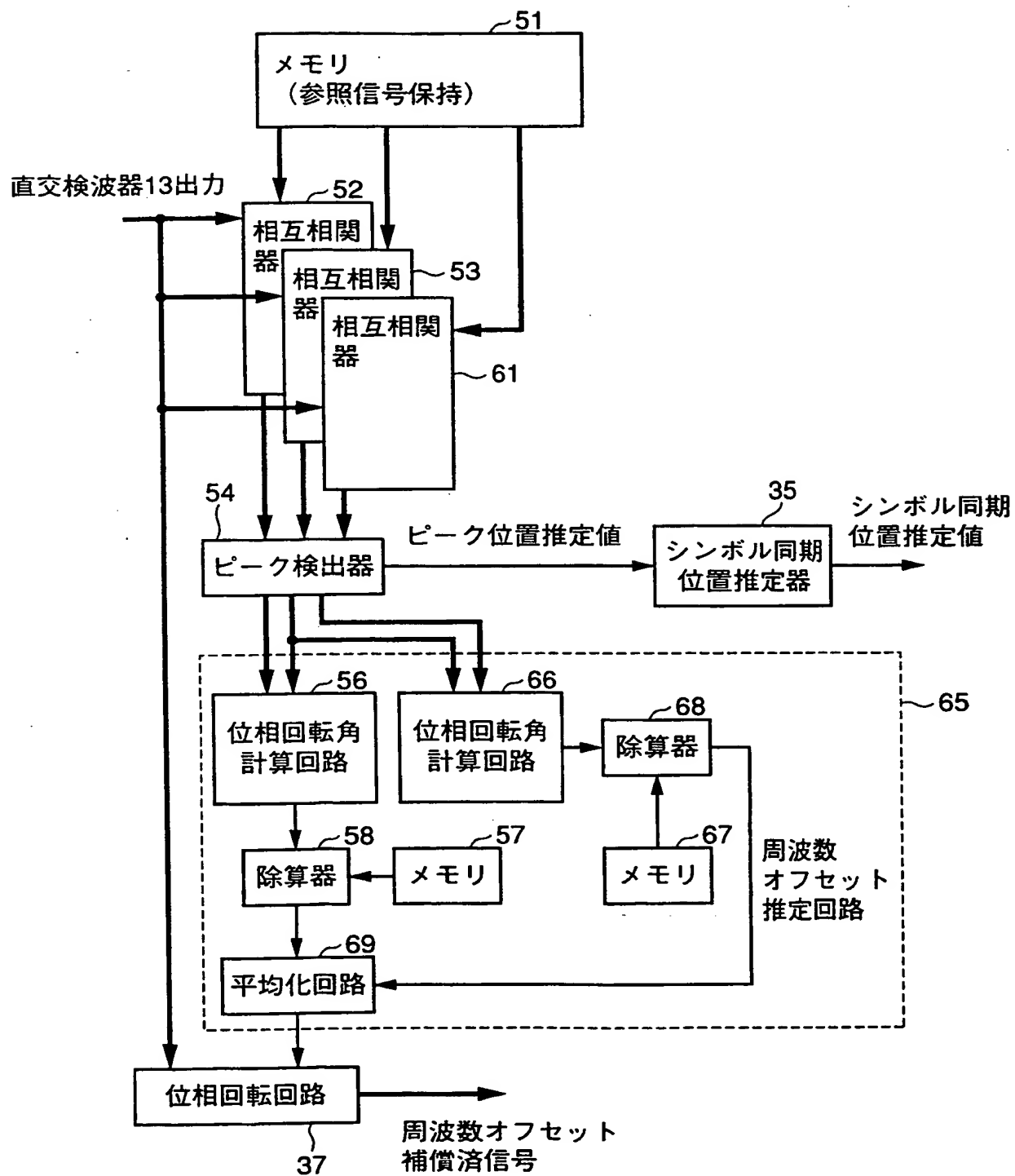
This Page Blank (uspto)

FIG. 10



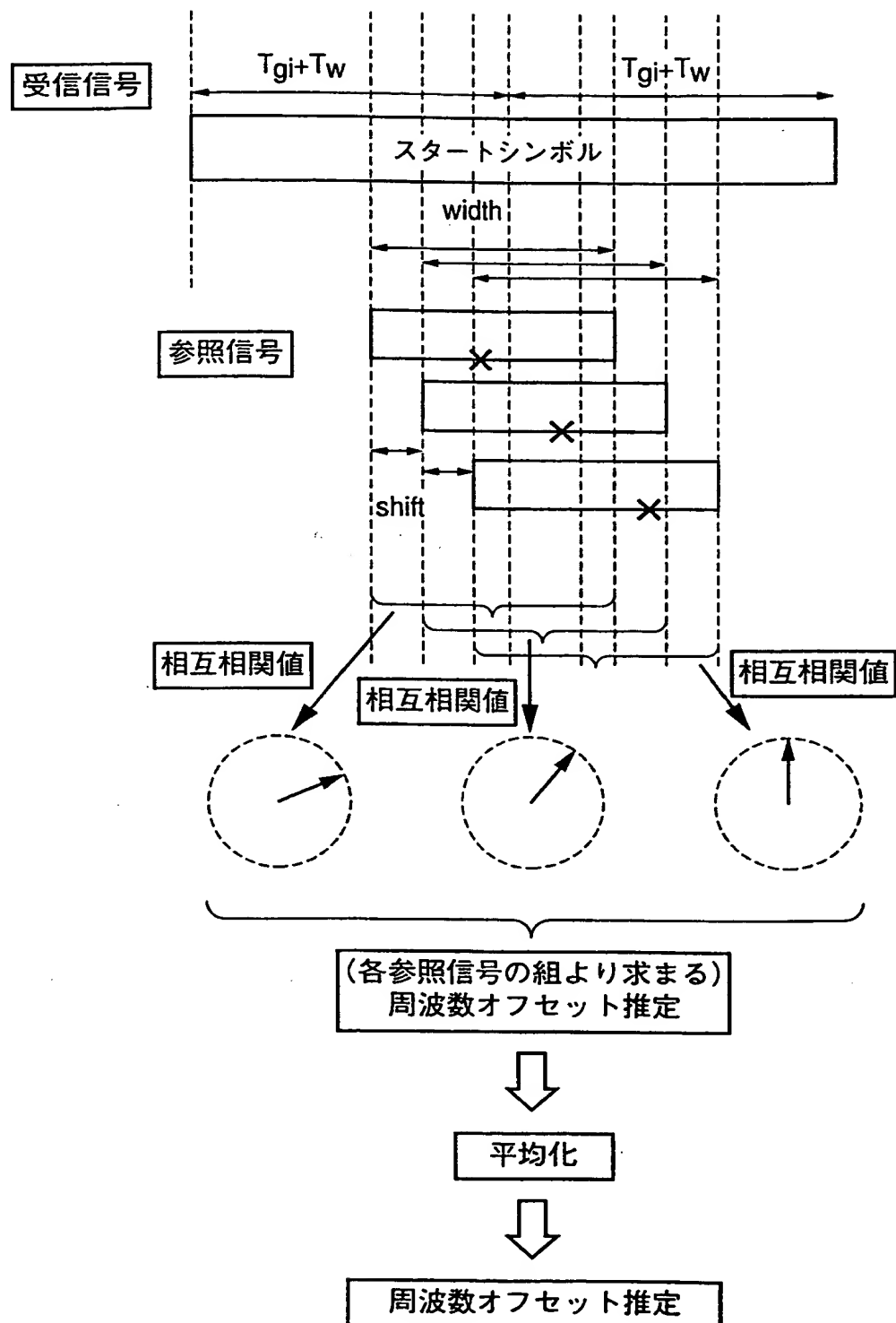
This Page Blank (uspto)

FIG. 11



THIS PAGE BLANK (USPTO)

FIG. 12



THIS PAGE BLANK (USPTO)

FIG. 13

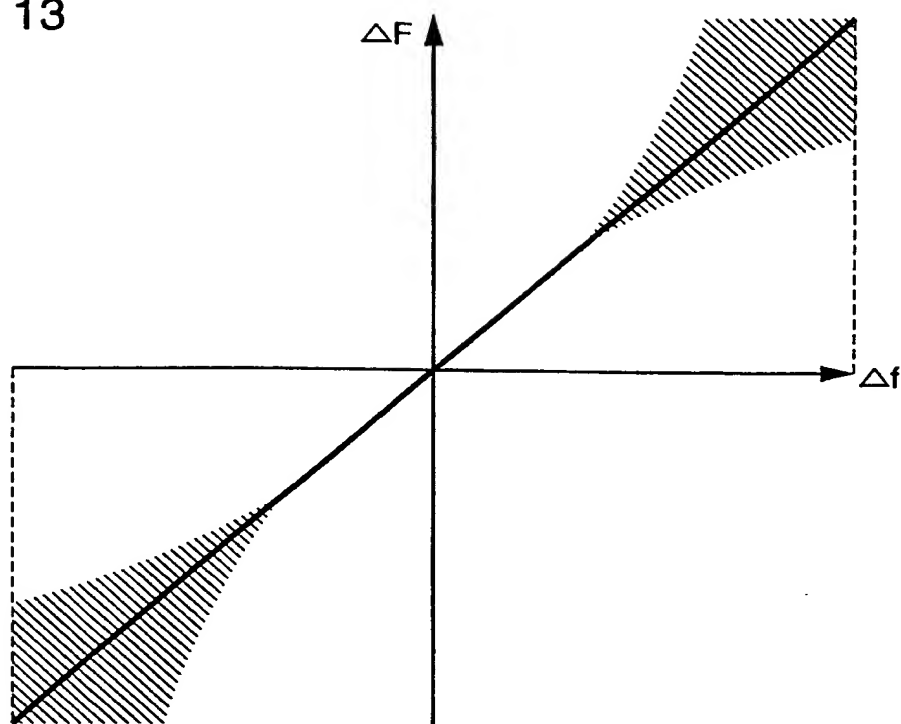
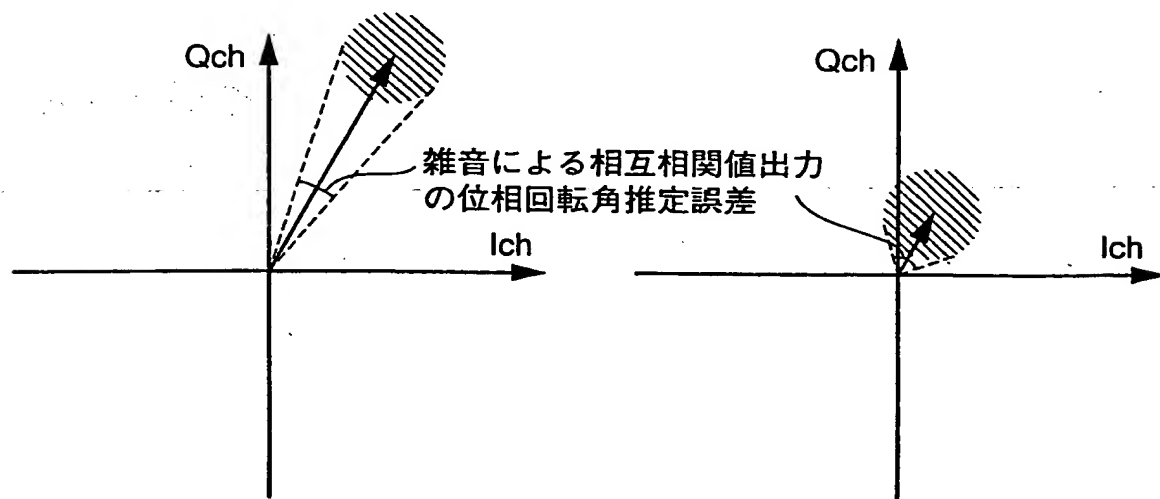
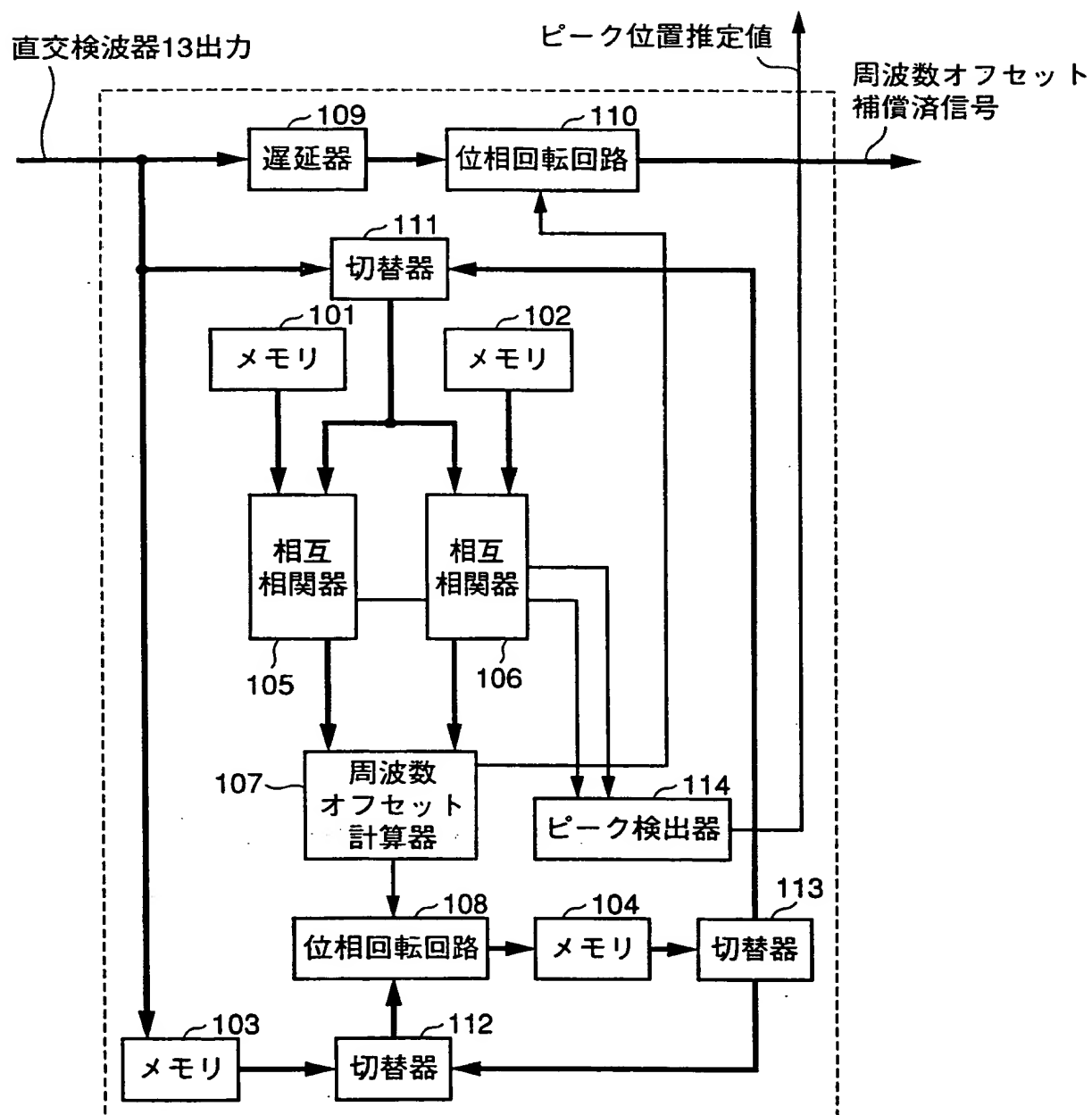


FIG. 14



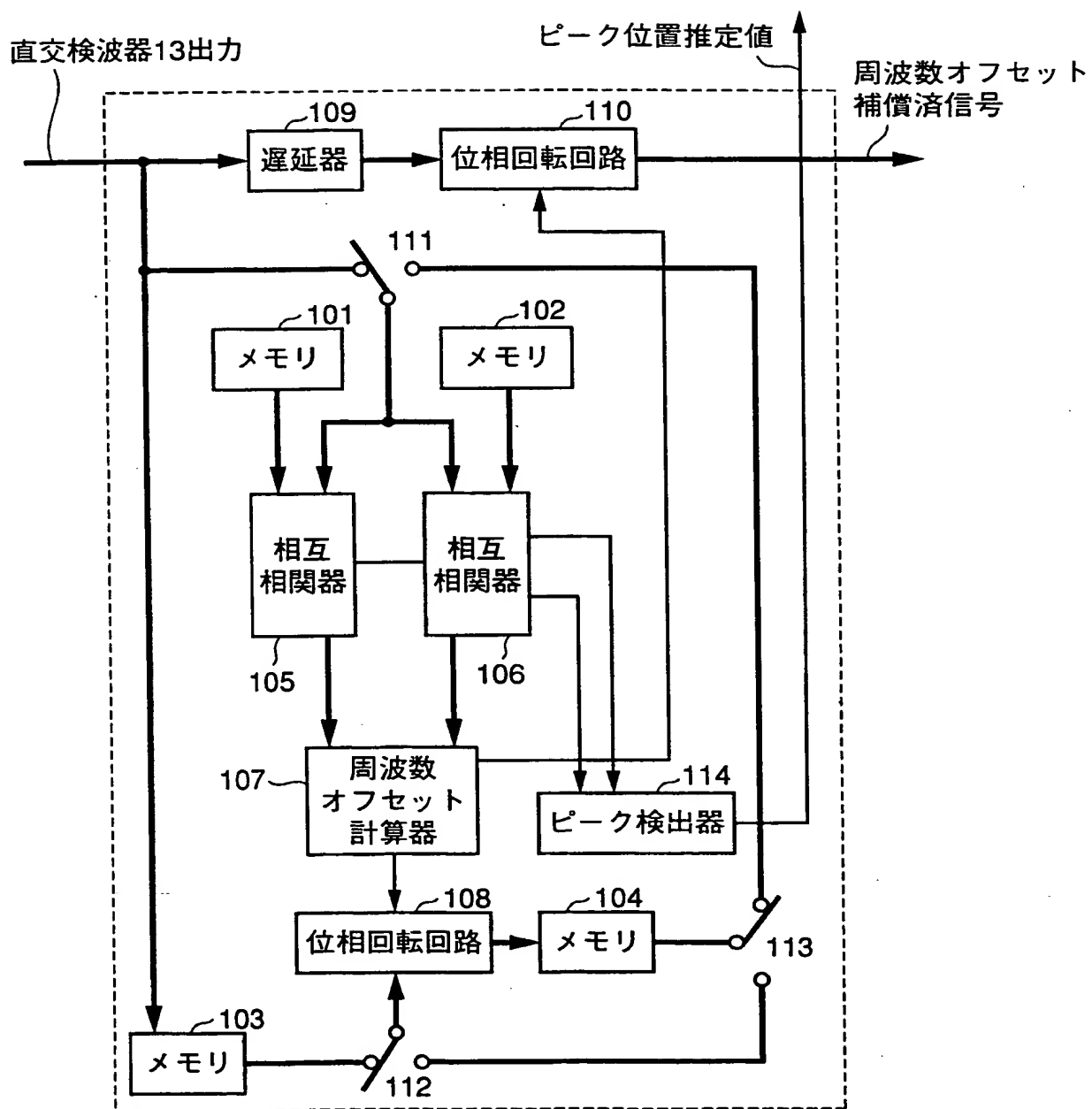
THIS PAGE BLANK (USPTO)

FIG. 15



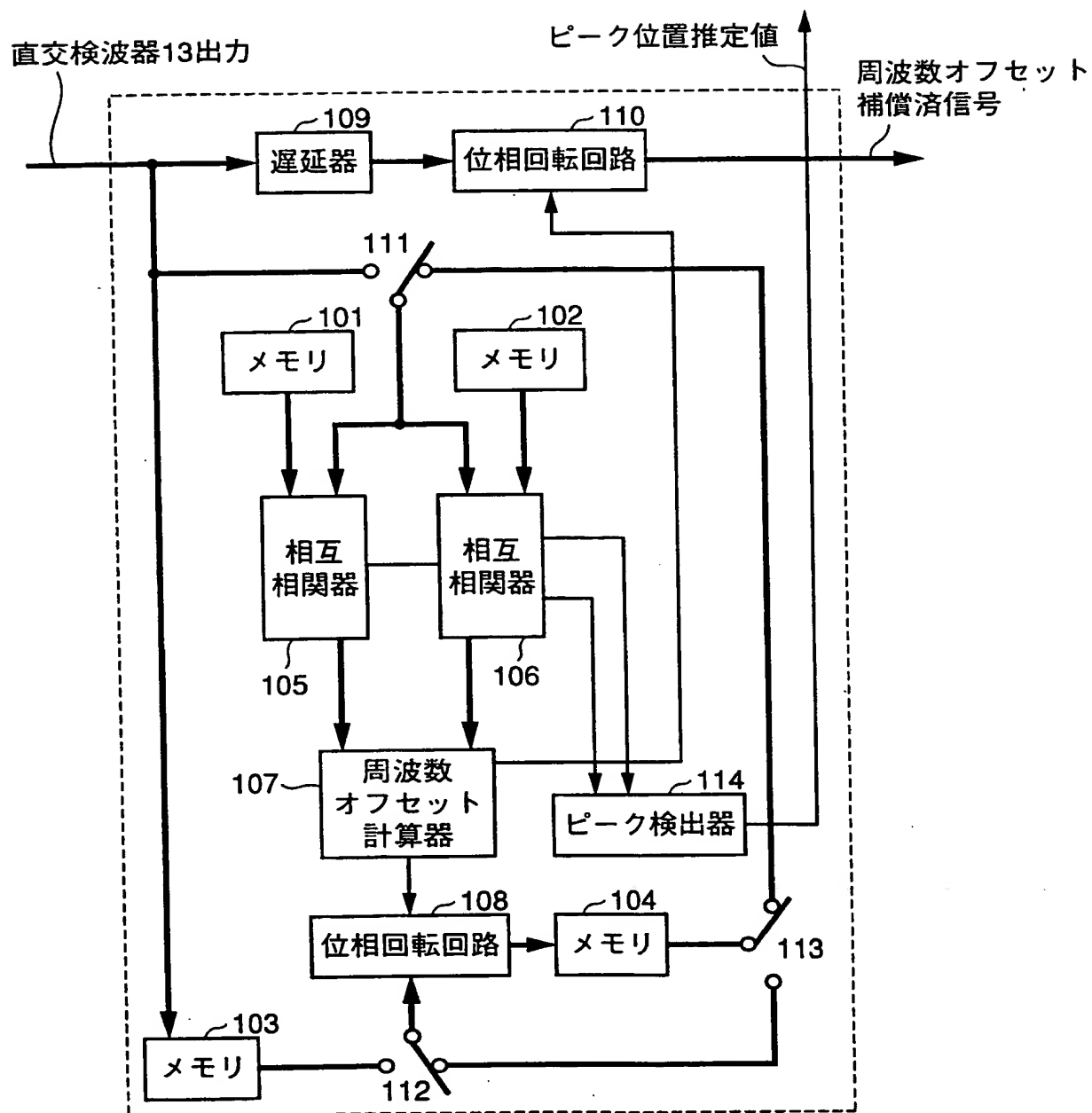
This Page Blank (uspto)

FIG. 16



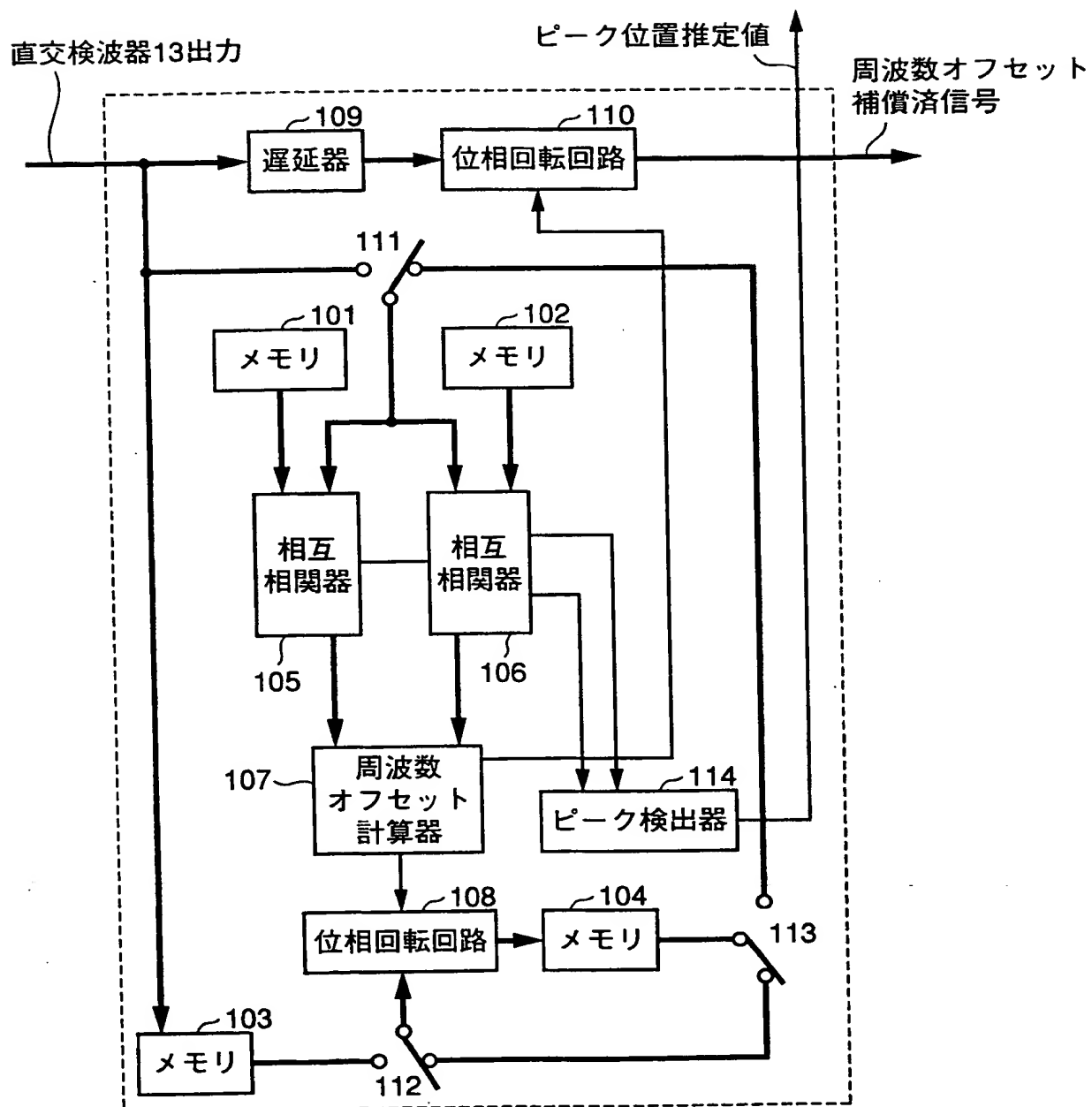
This Page Blank (uspto)

FIG. 17



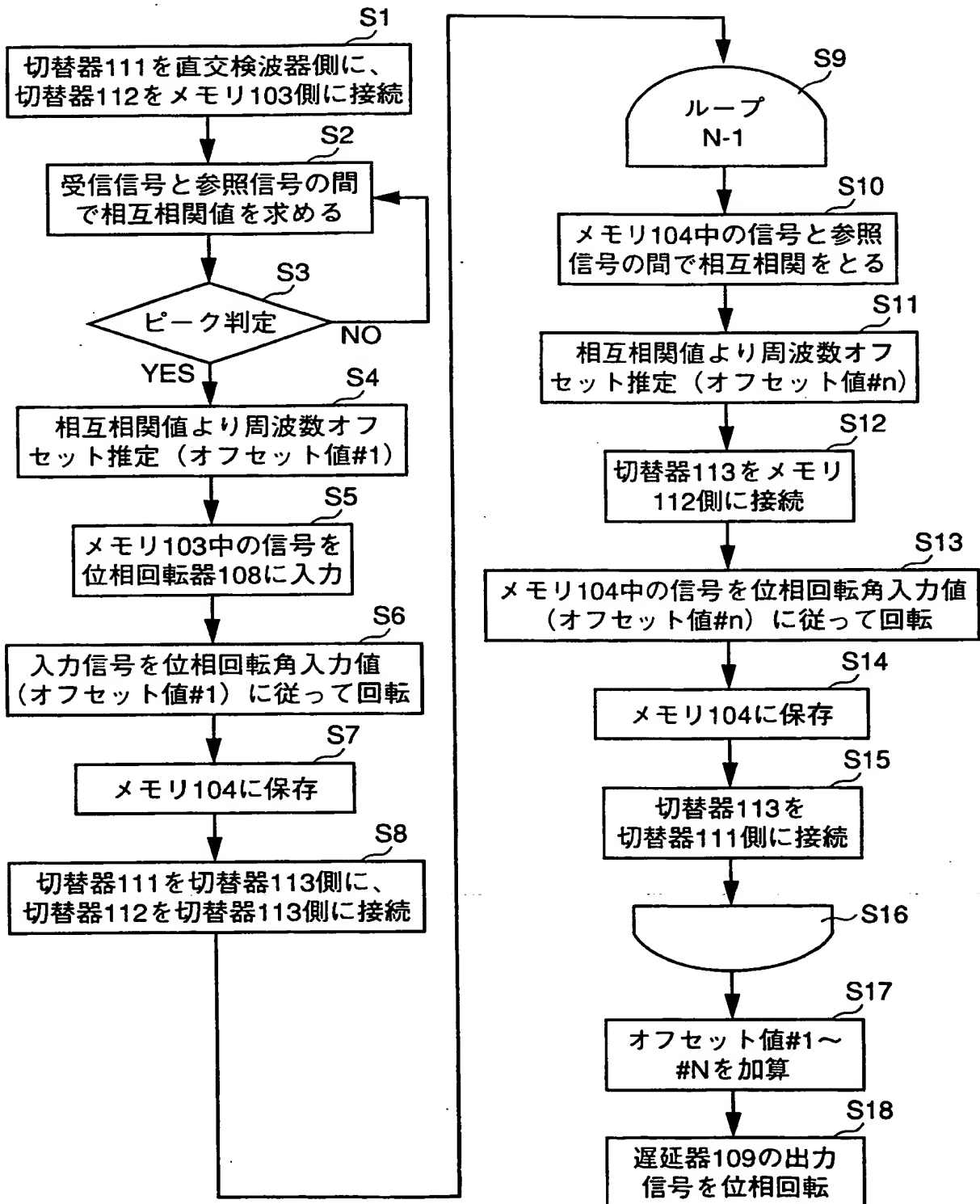
This Page Blank (uspto)

FIG. 18



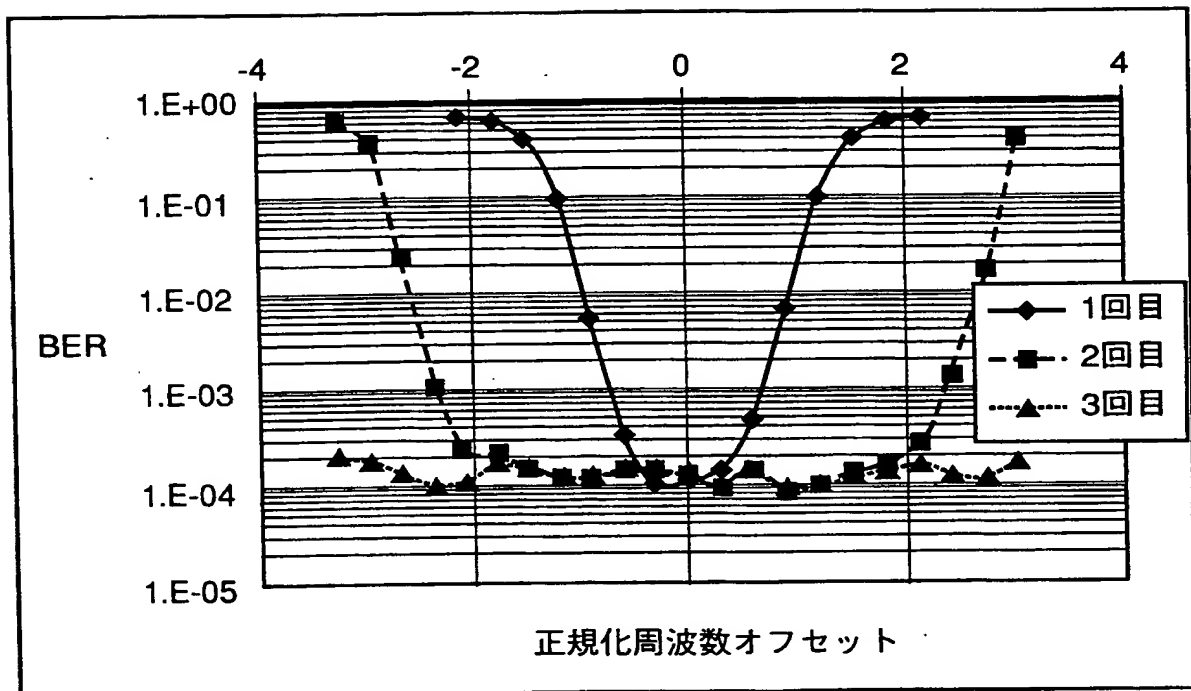
This Page Blank (uspto)

FIG. 19



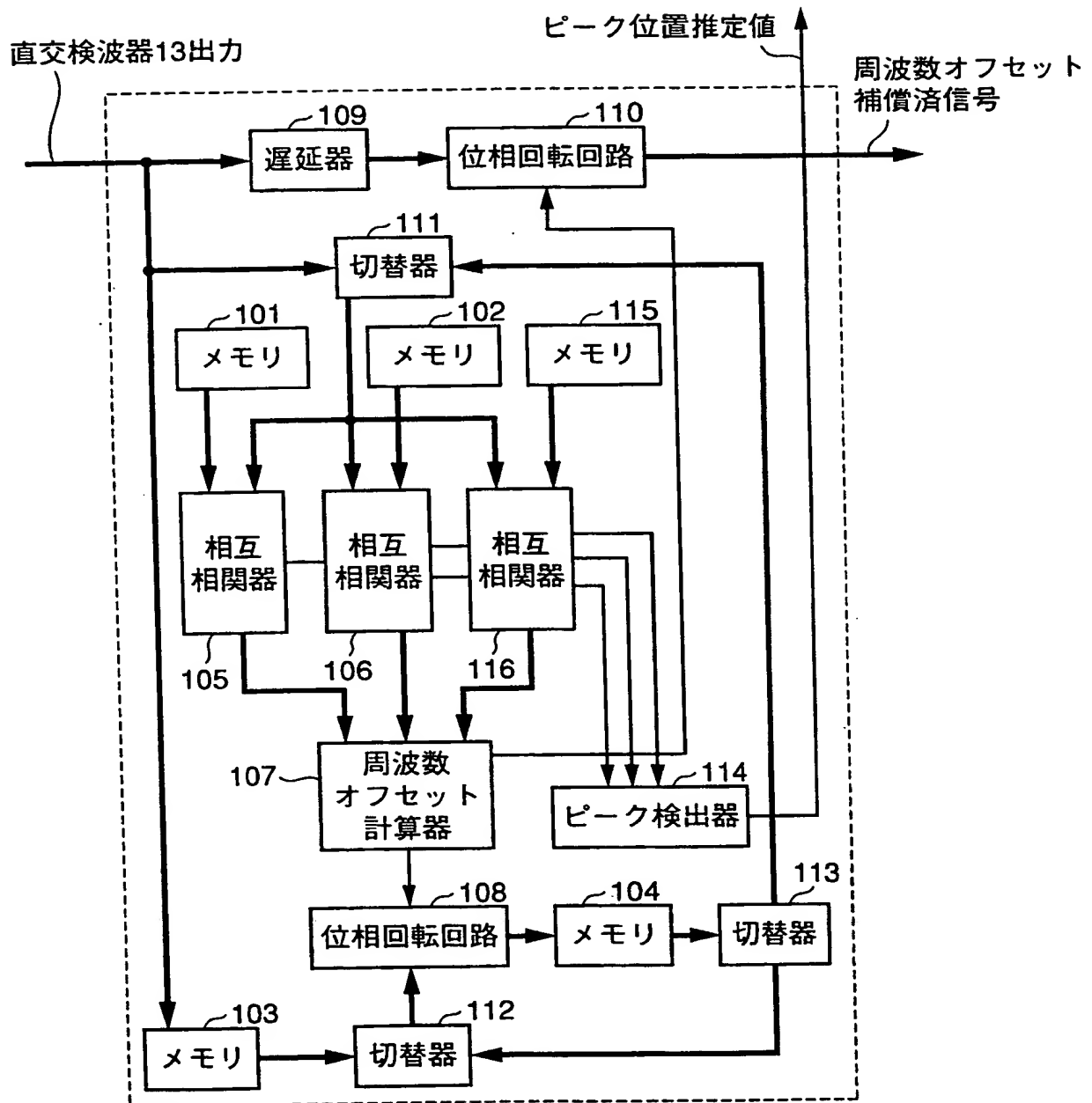
This Page Blank (uspto)

FIG. 20



This Page Blank (uspto)

FIG. 21



This Page Blank (uspto)

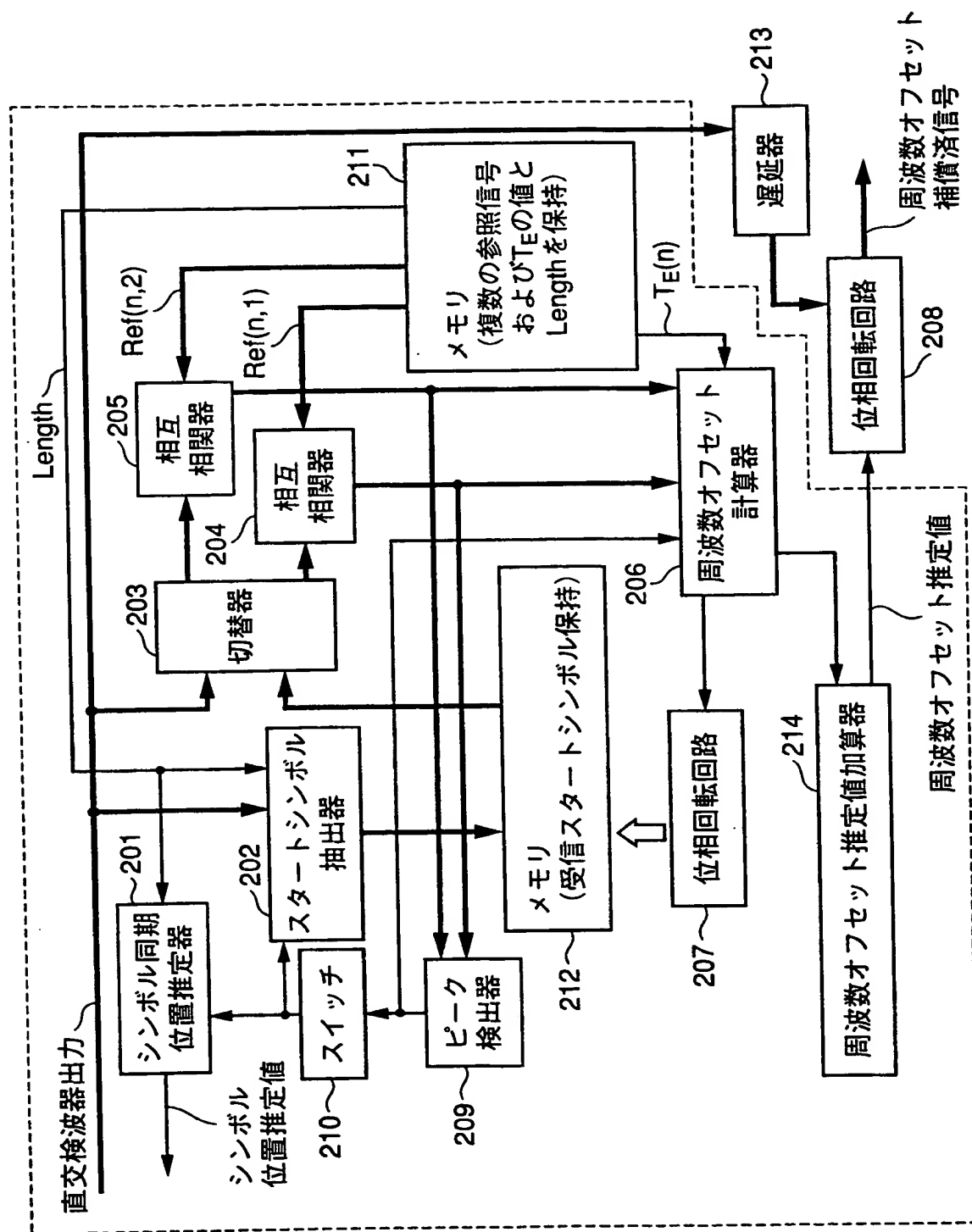
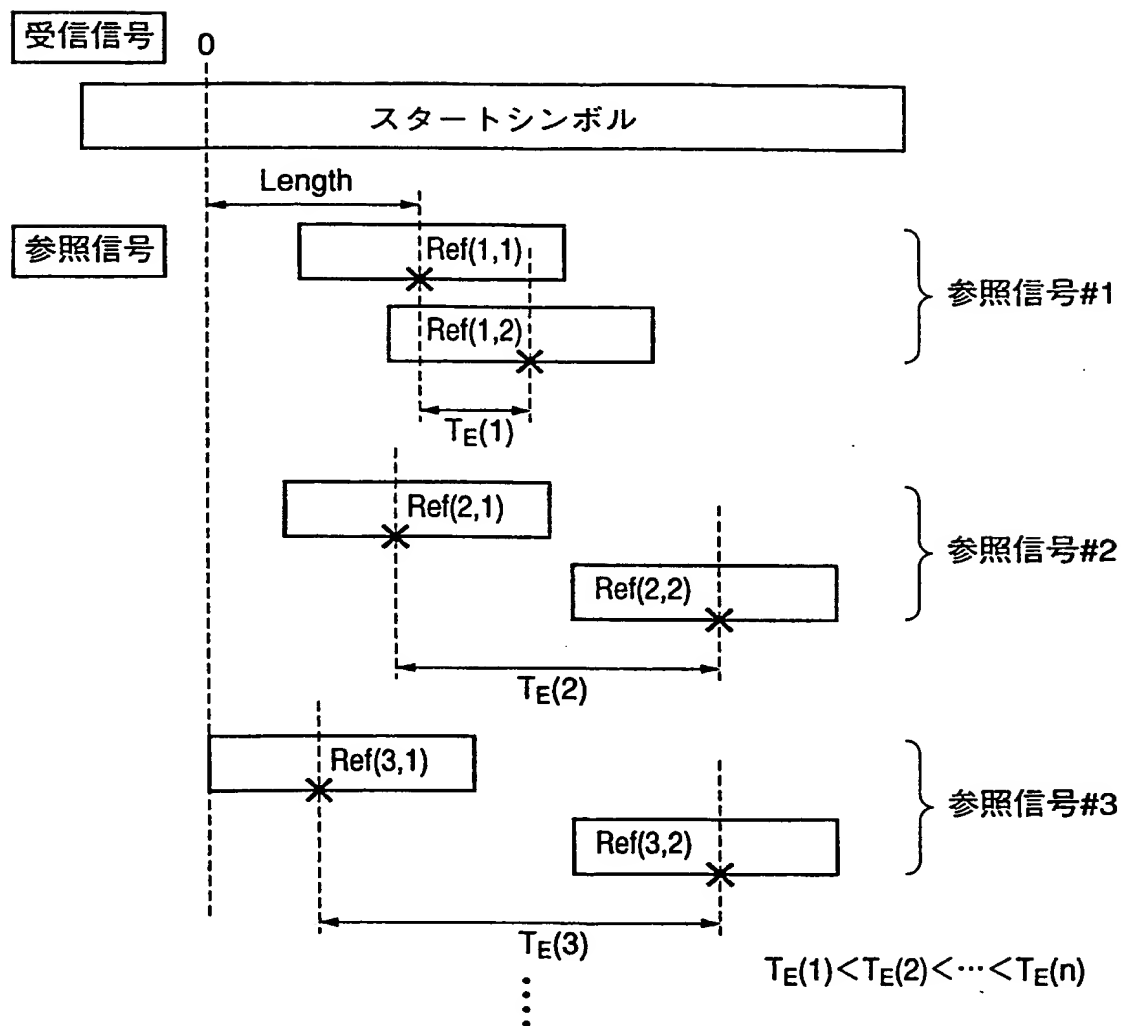


FIG. 22

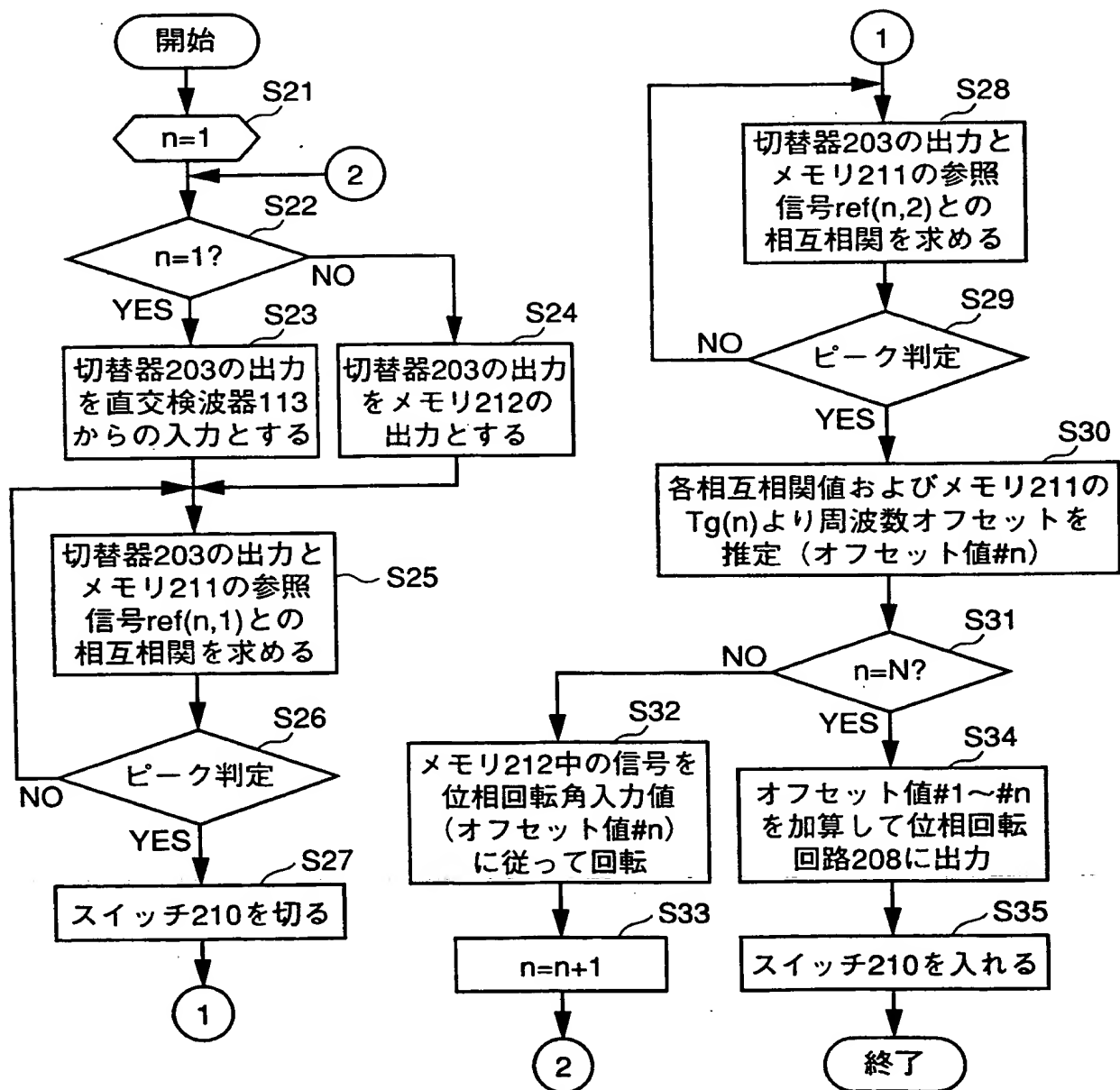
This Page Blank (uspto)

FIG. 23



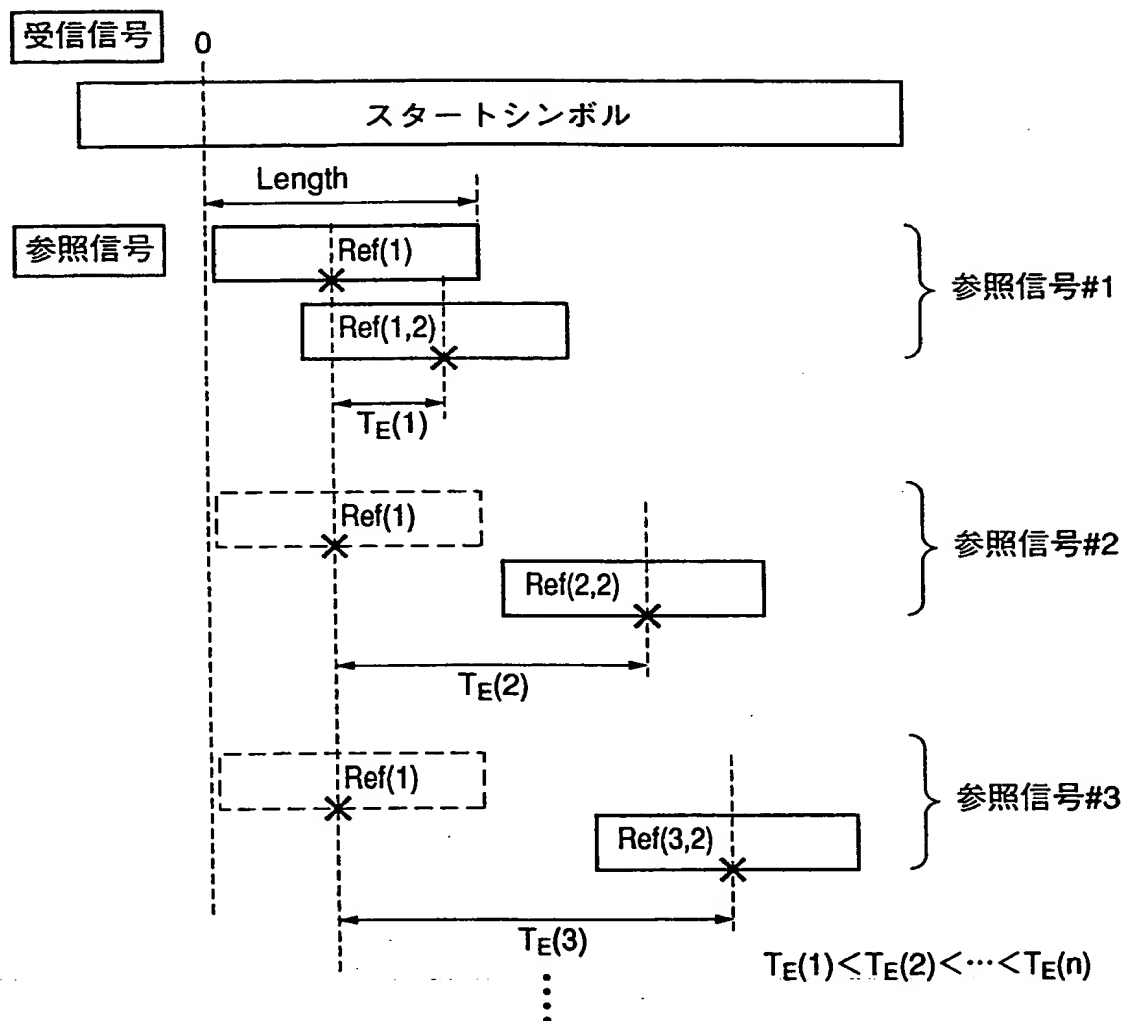
This Page Blank (uspto)

FIG. 24



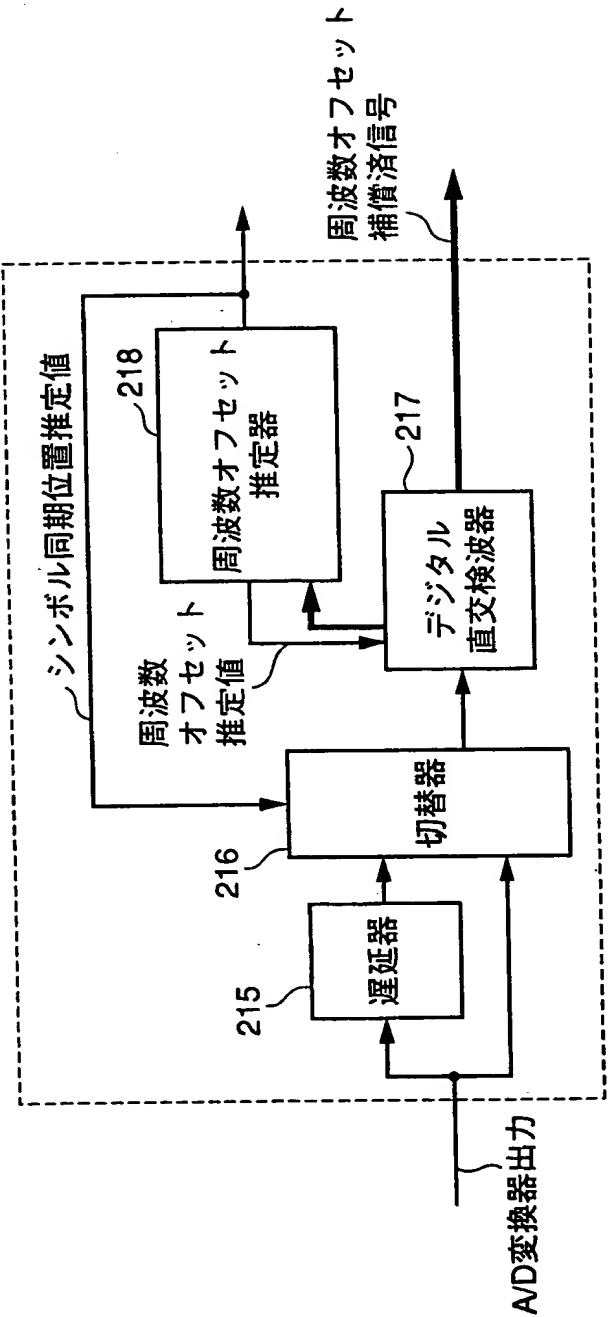
This Page Blank (uspto)

FIG. 25



This Page Blank (uspto)

FIG. 26



This Page Blank (uspto)

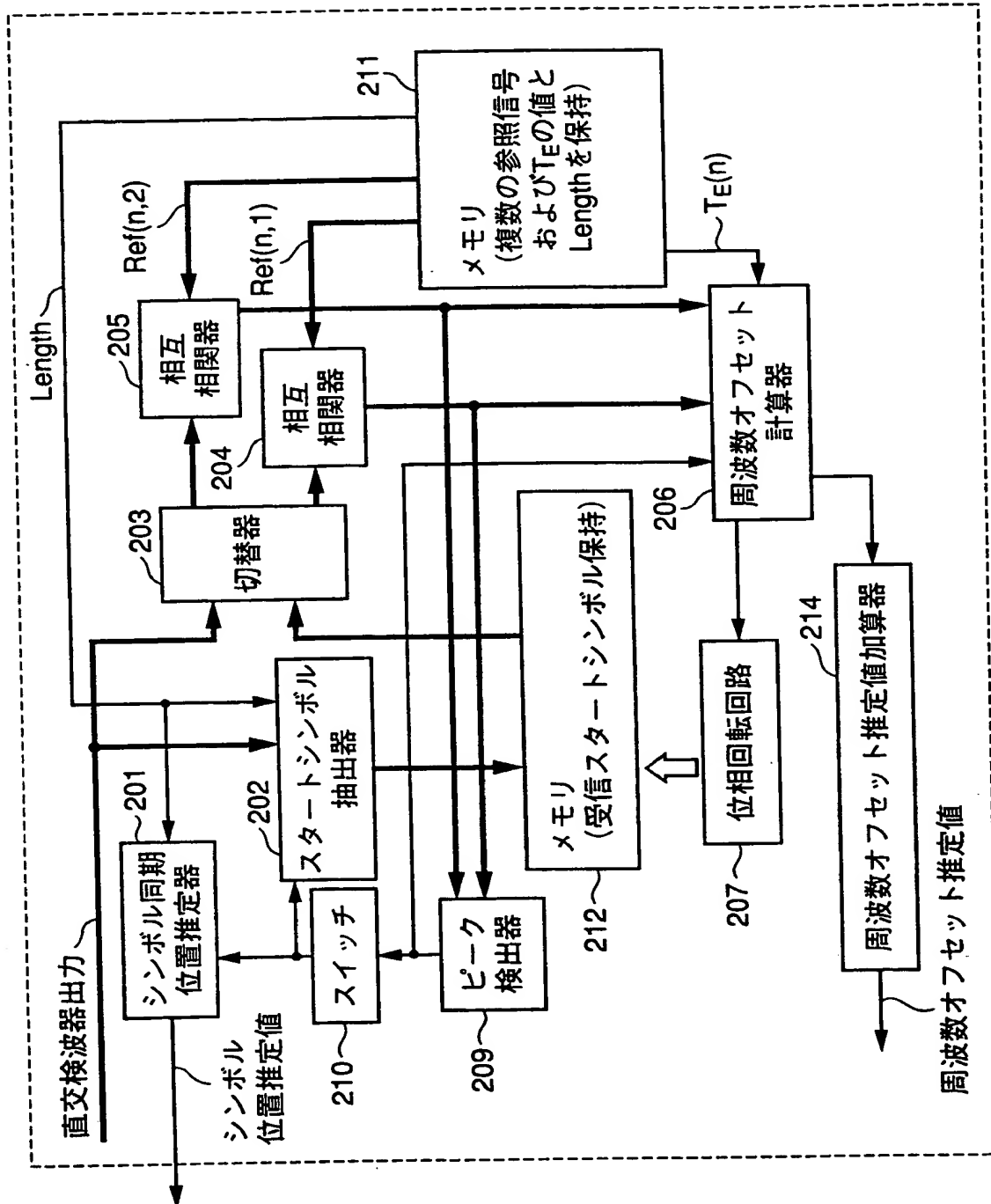
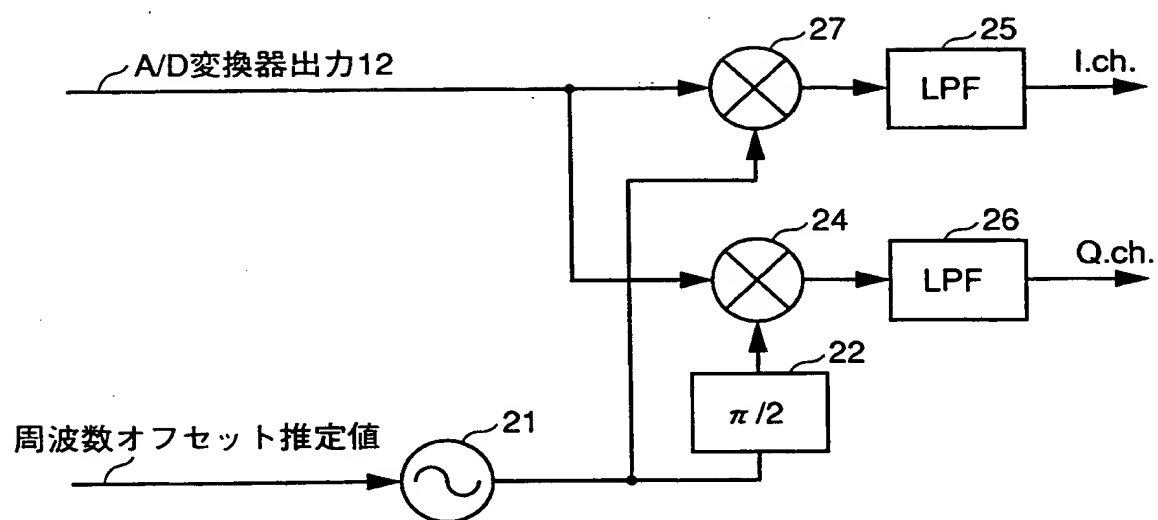


FIG. 27

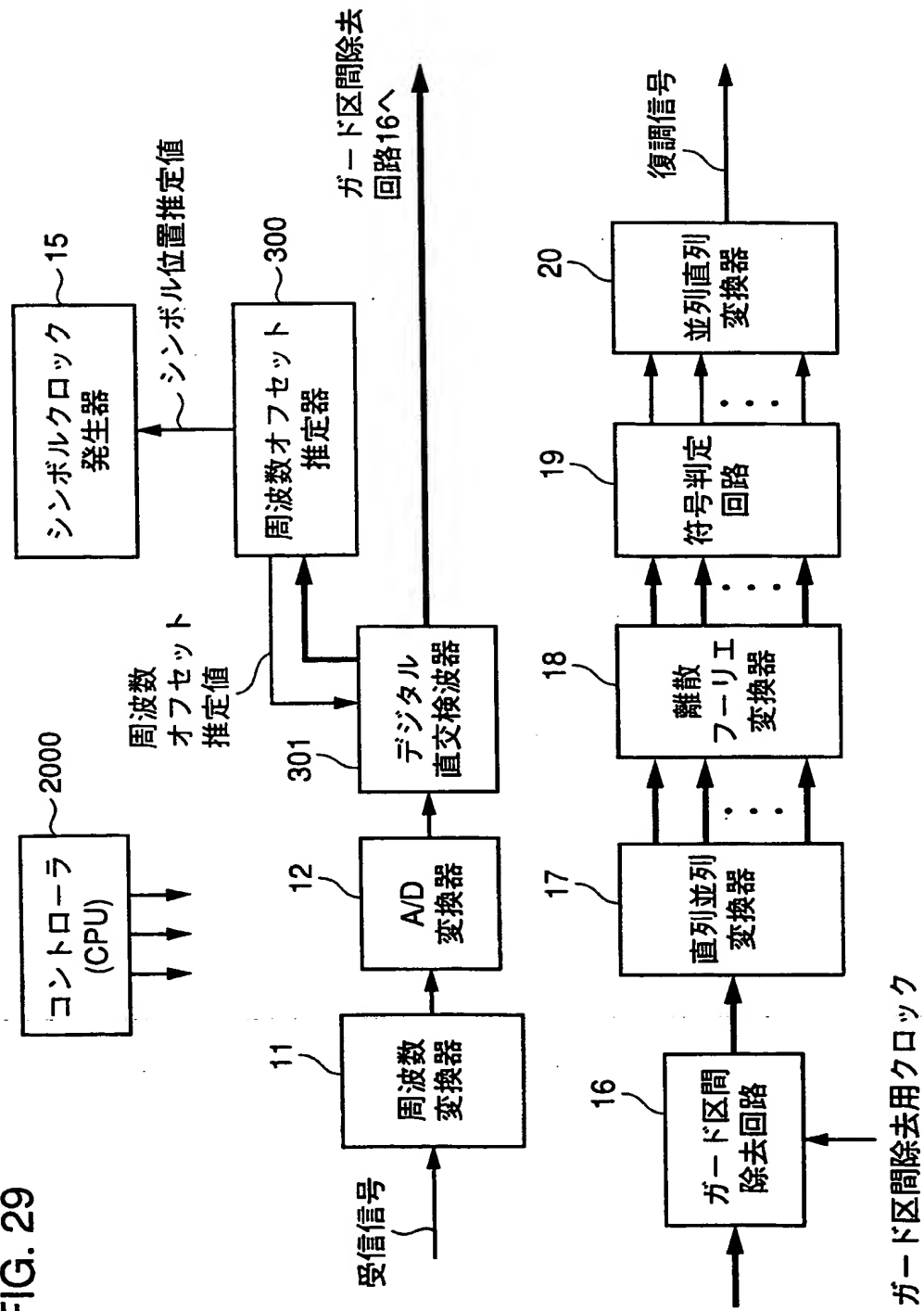
This Page Blank (uspto)

FIG. 28



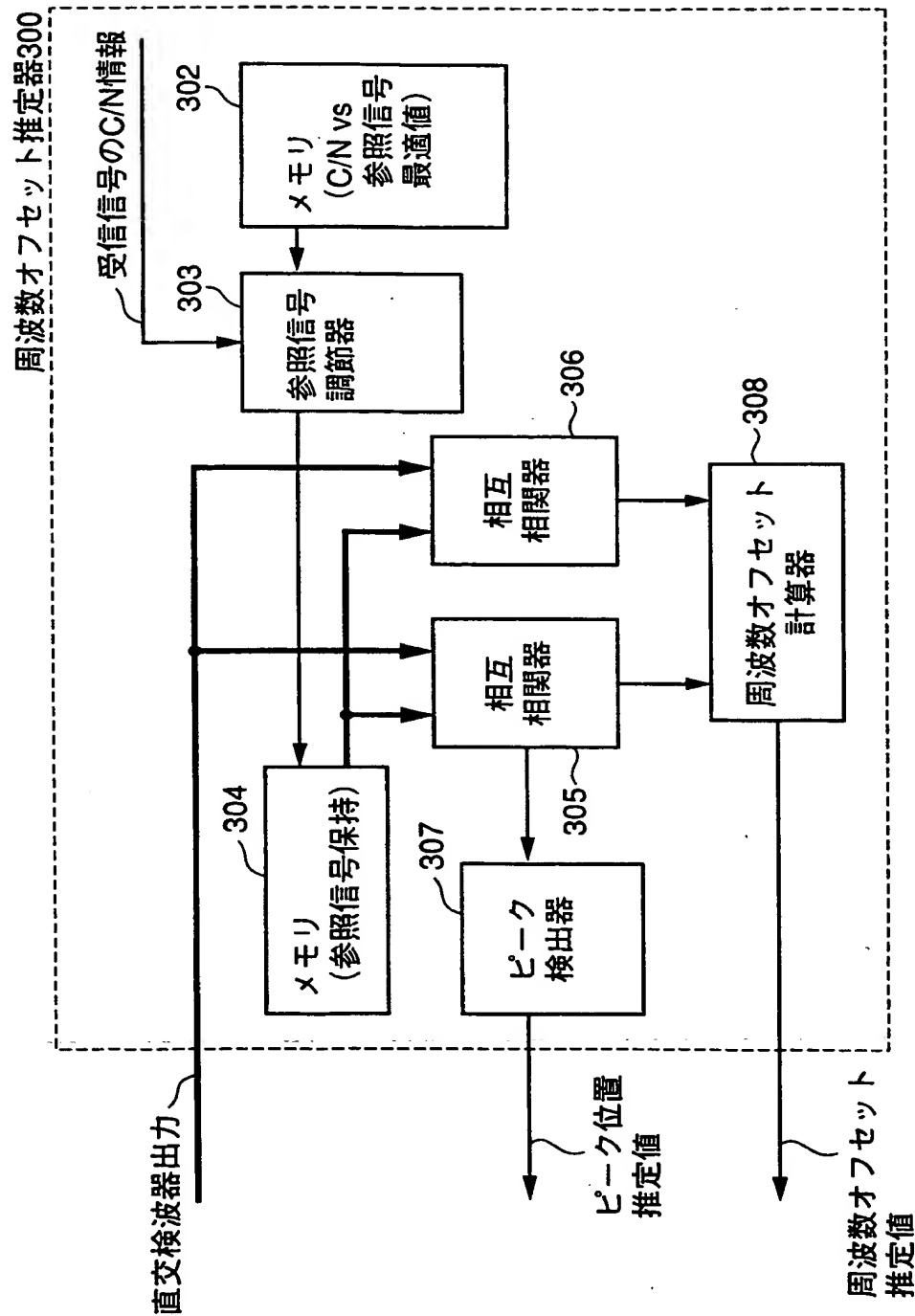
This Page Blank (uspto)

FIG. 29



This Page Blank (uspto)

FIG. 30



This Page Blank (uspto)

FIG. 31

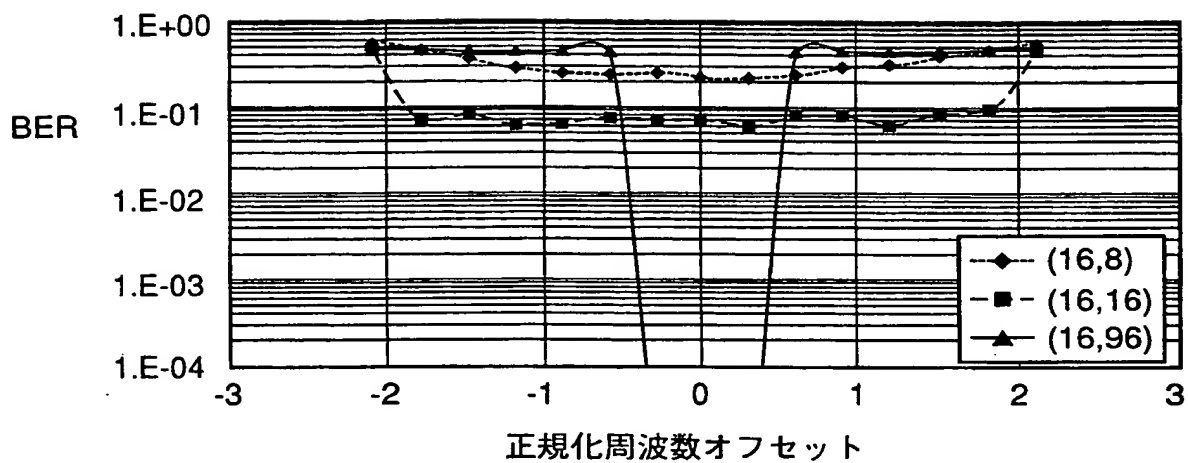
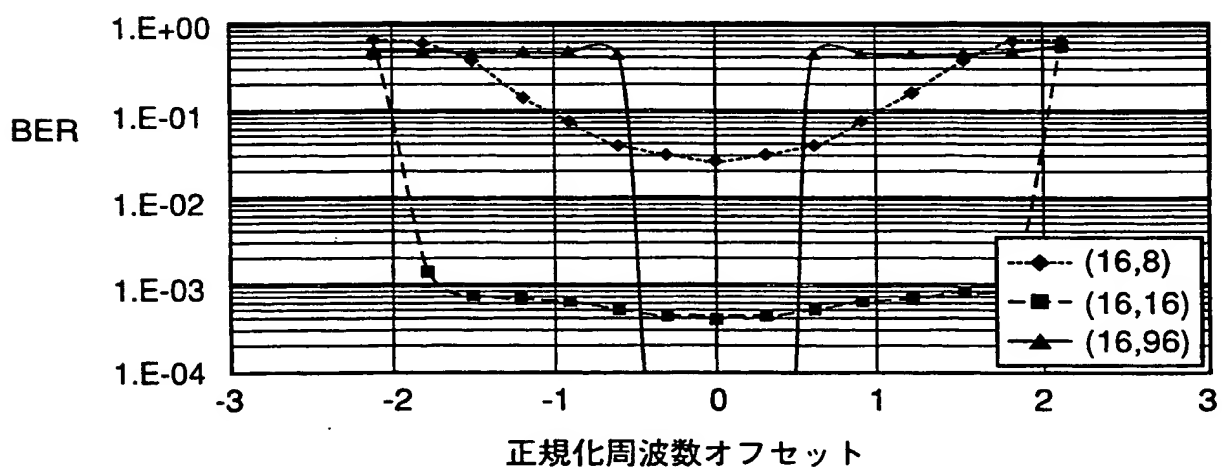
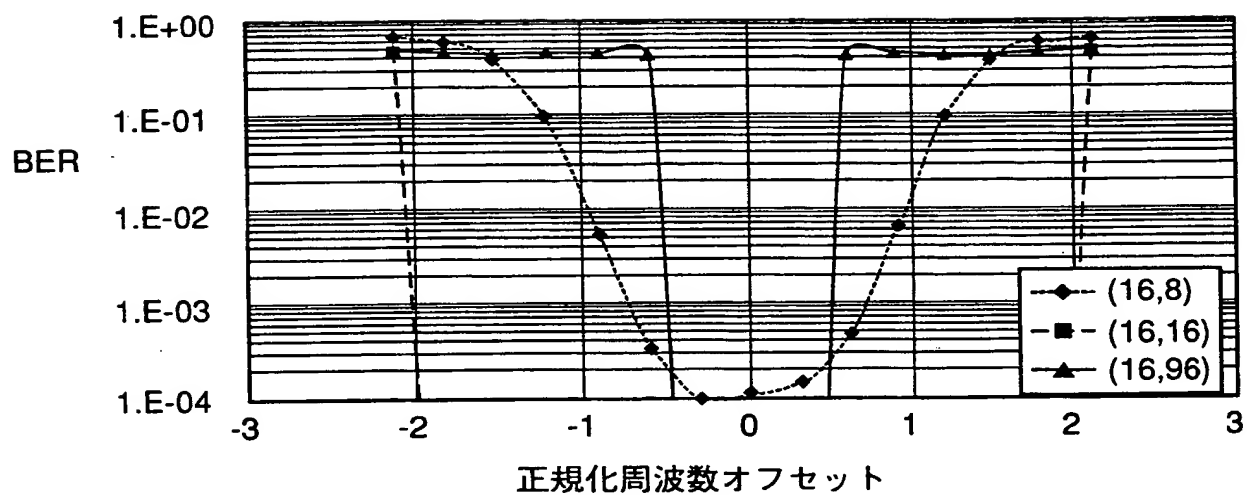


FIG. 32



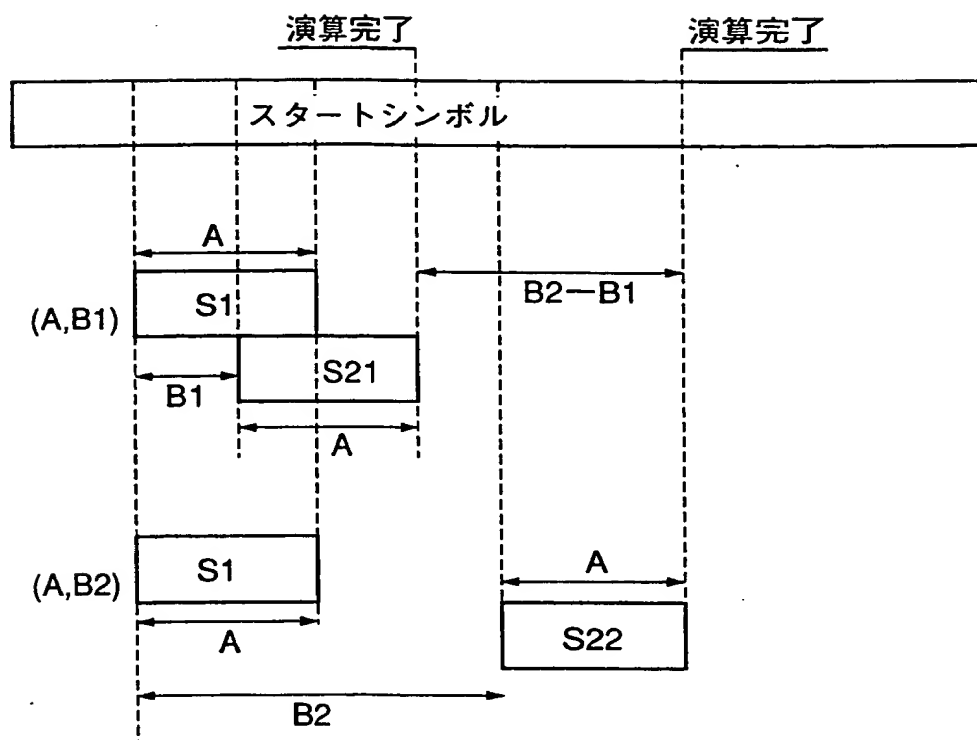
This Page Blank (uspto)

FIG. 33



This Page Blank (uspto)

FIG. 34



This Page Blank (uspto)

FIG. 35

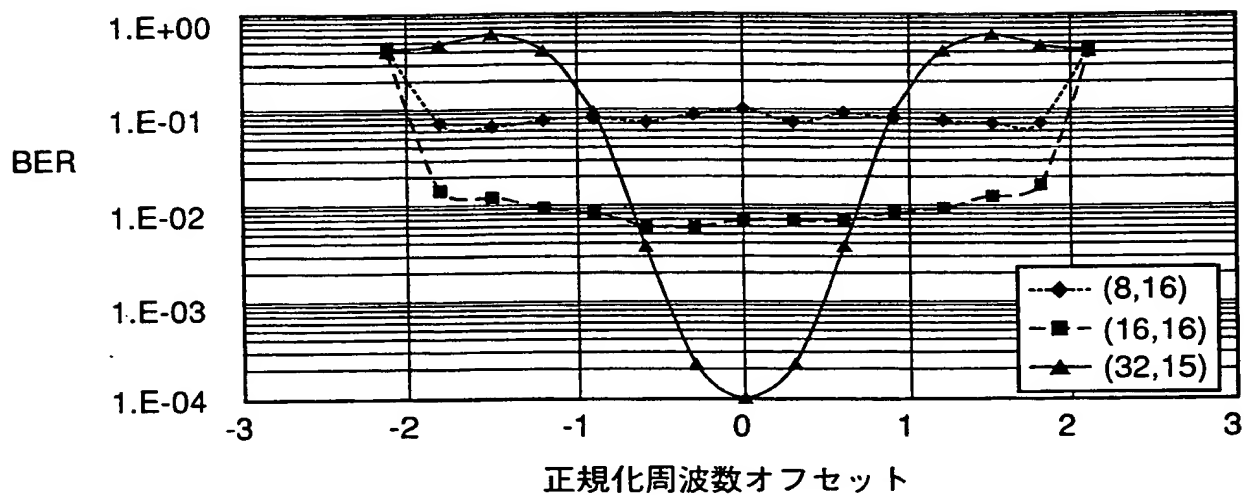
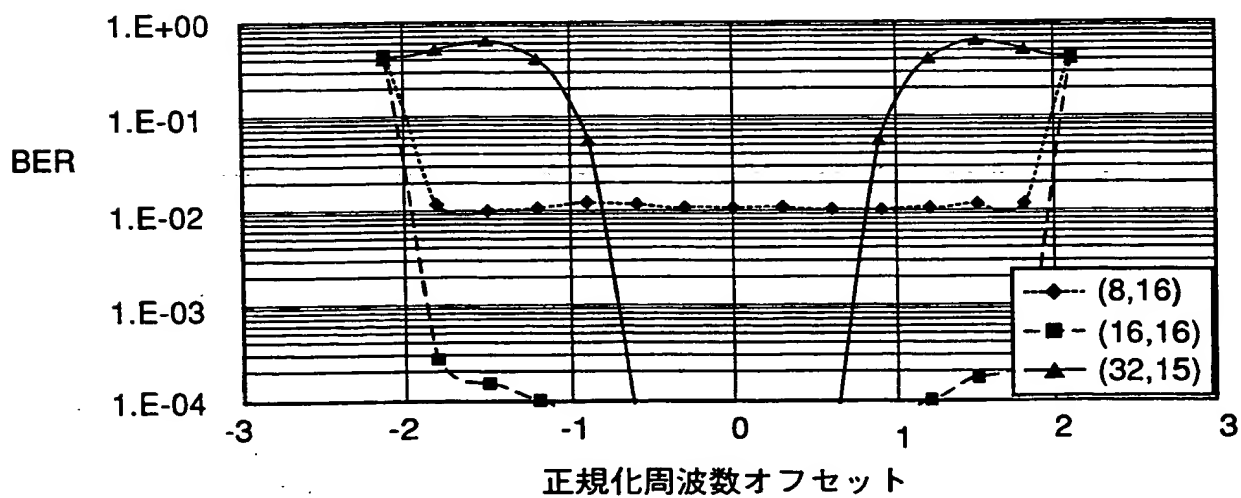
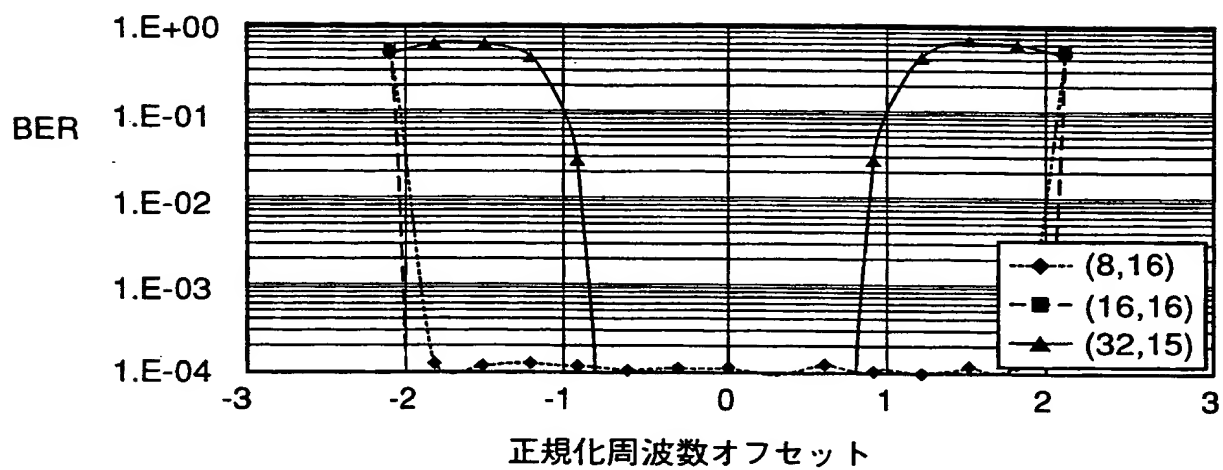


FIG. 36



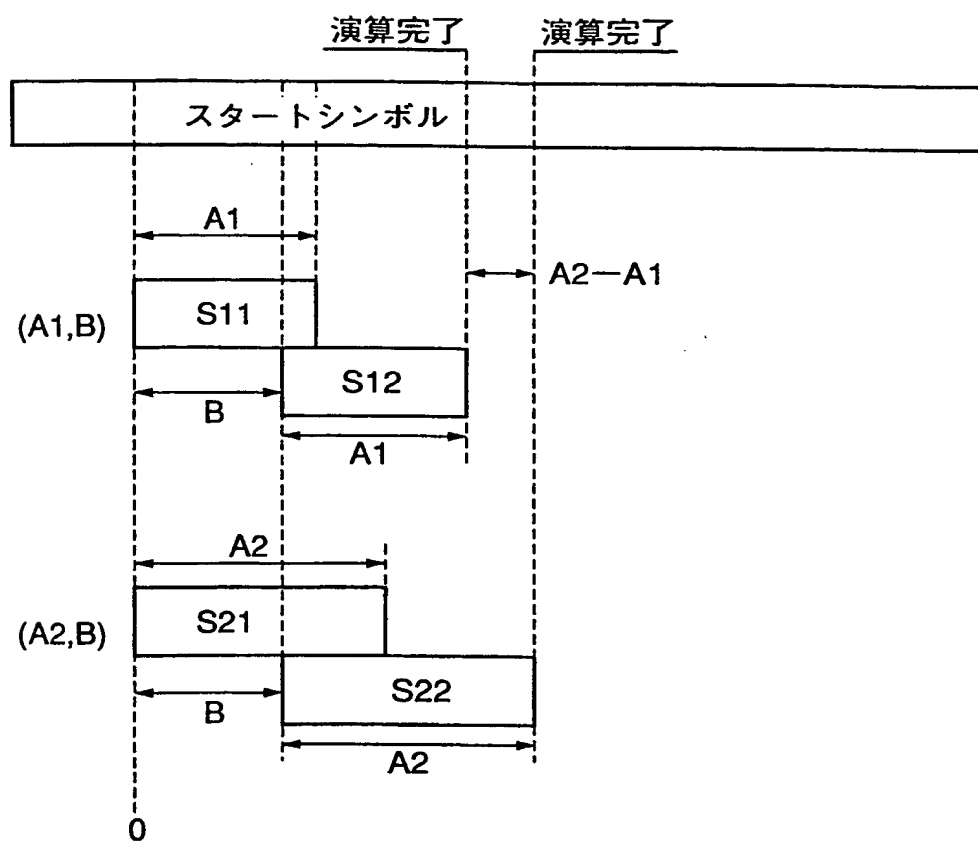
This Page Blank (uspto)

FIG. 37



This Page Blank (uspto)

FIG. 38



This Page Blank (uspto)

FIG. 39

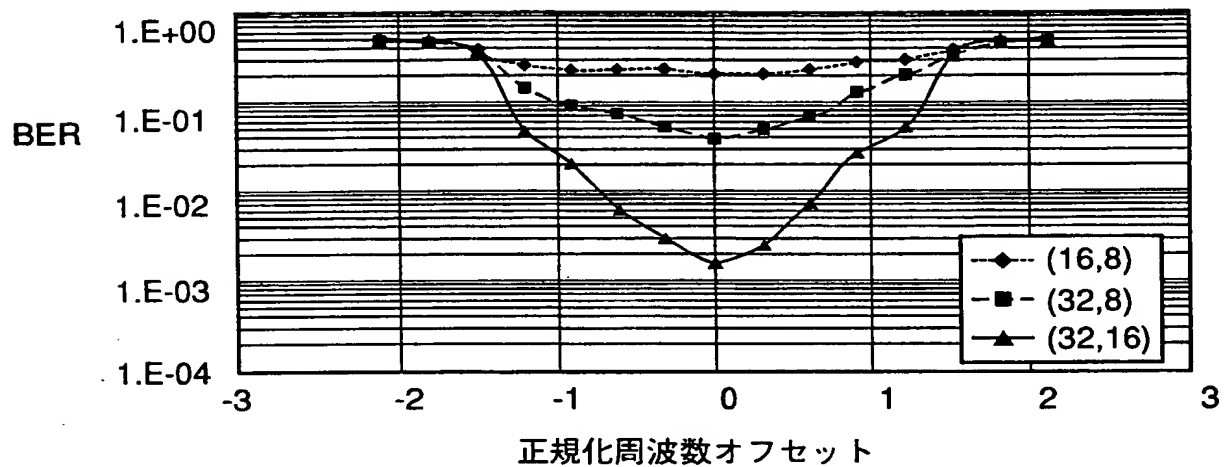
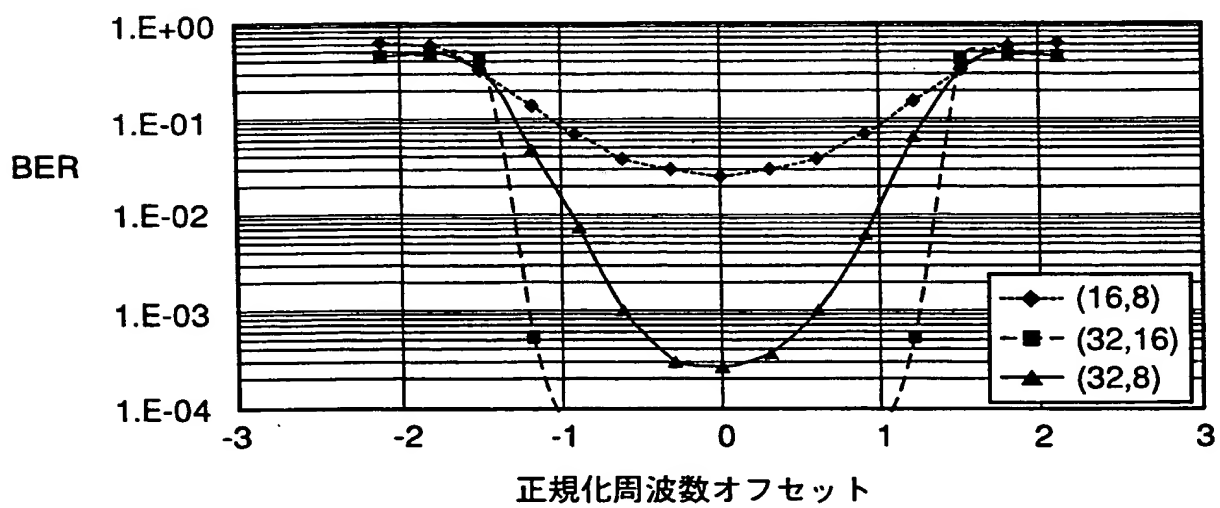
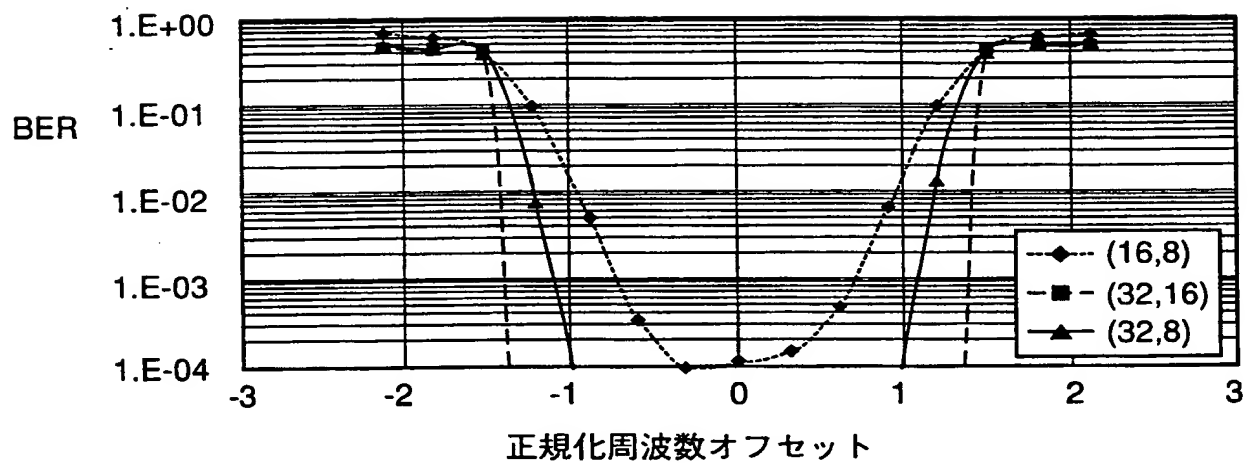


FIG. 40



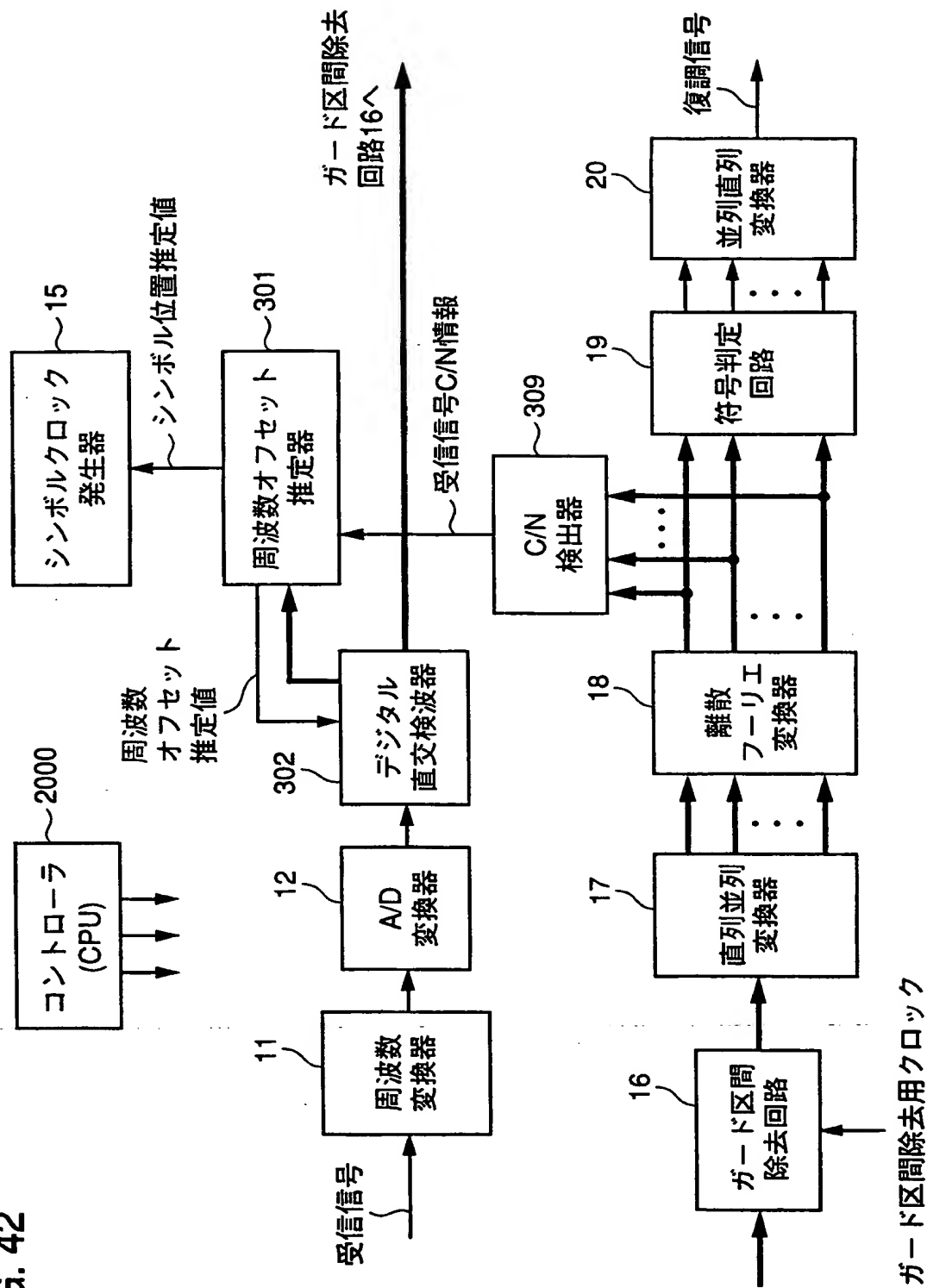
This Page Blank (uspto)

FIG. 41



This Page Blank (uspto)

FIG. 42



This Page Blank (uspto)

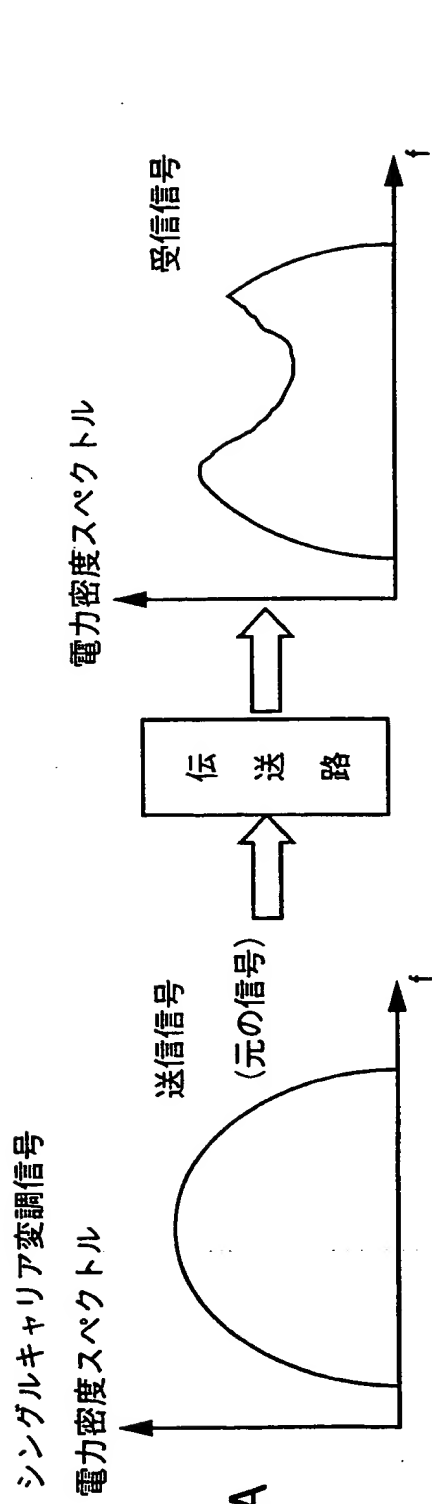


FIG. 43A

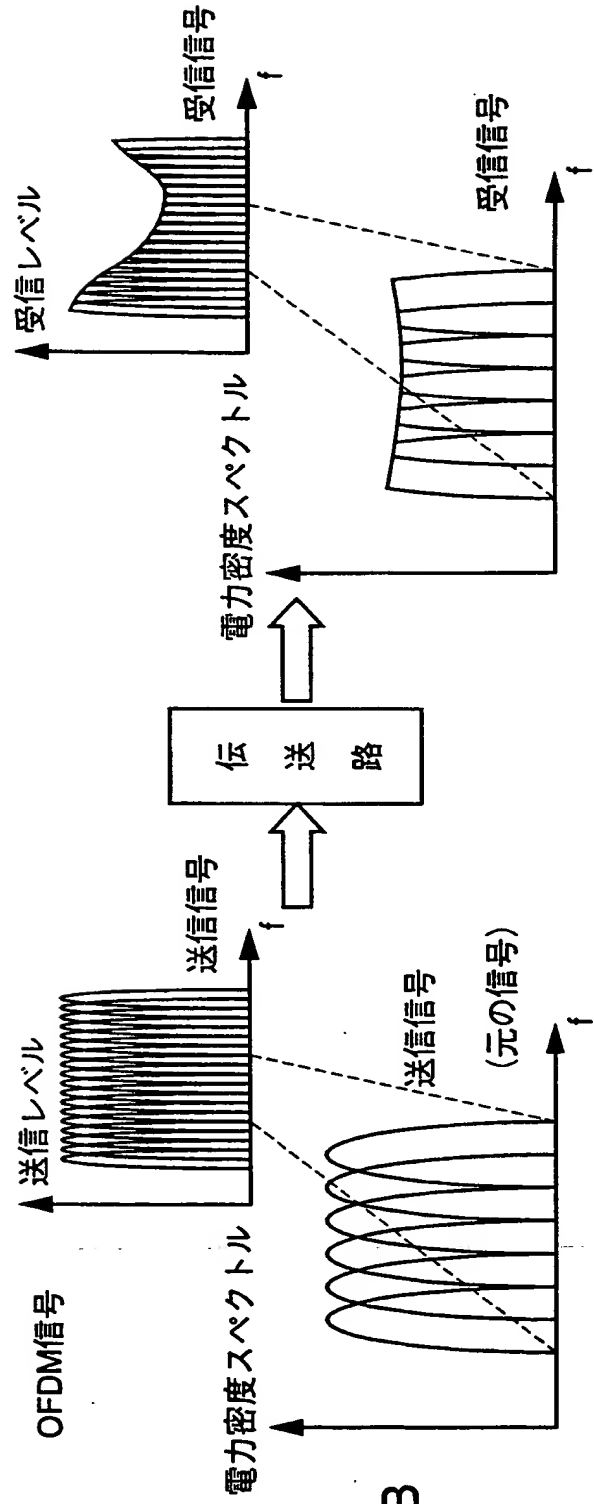
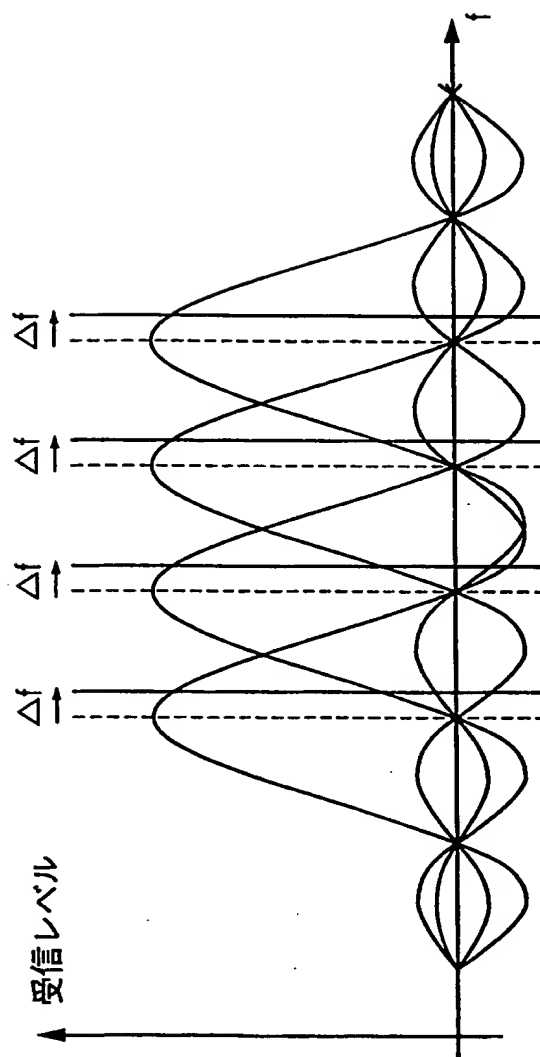


FIG. 43B

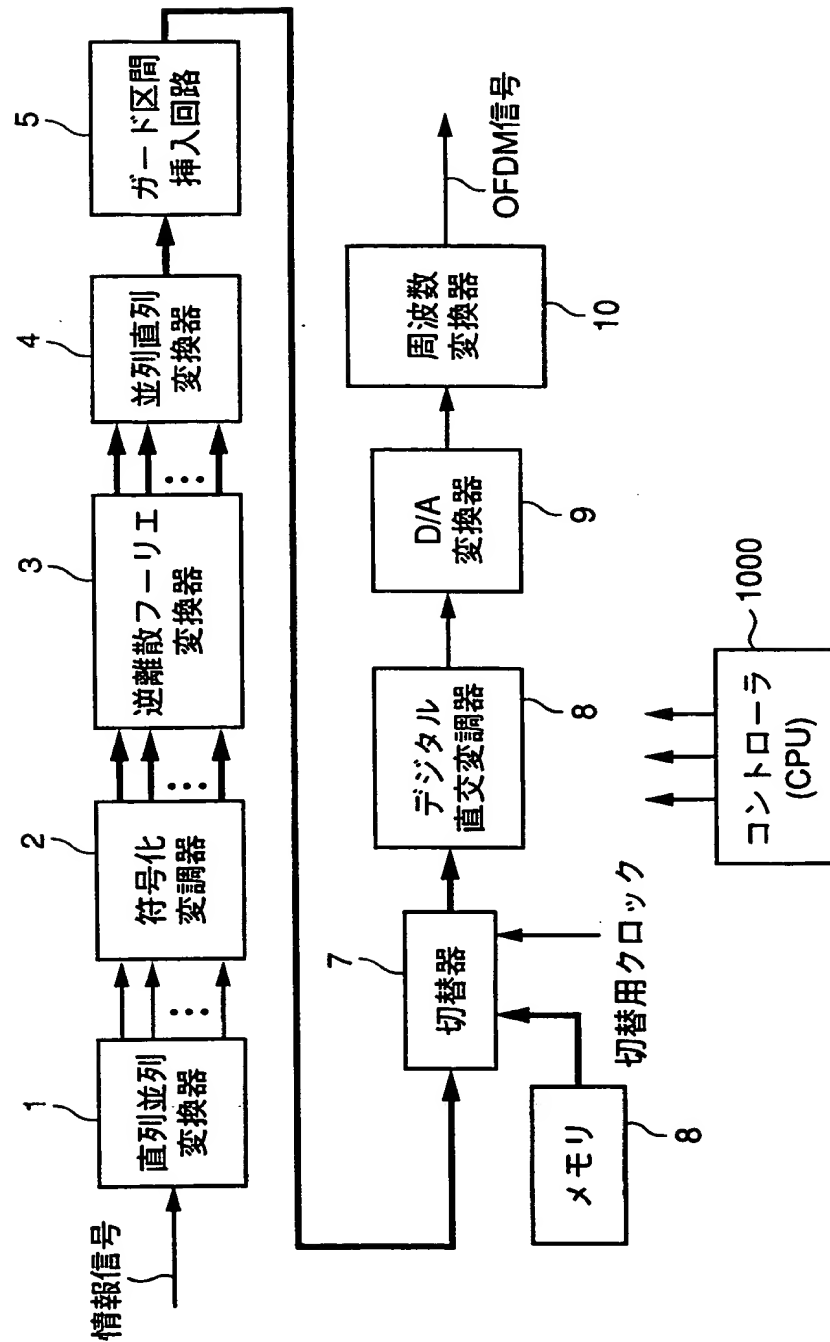
This Page Blank (uspto)

FIG. 44



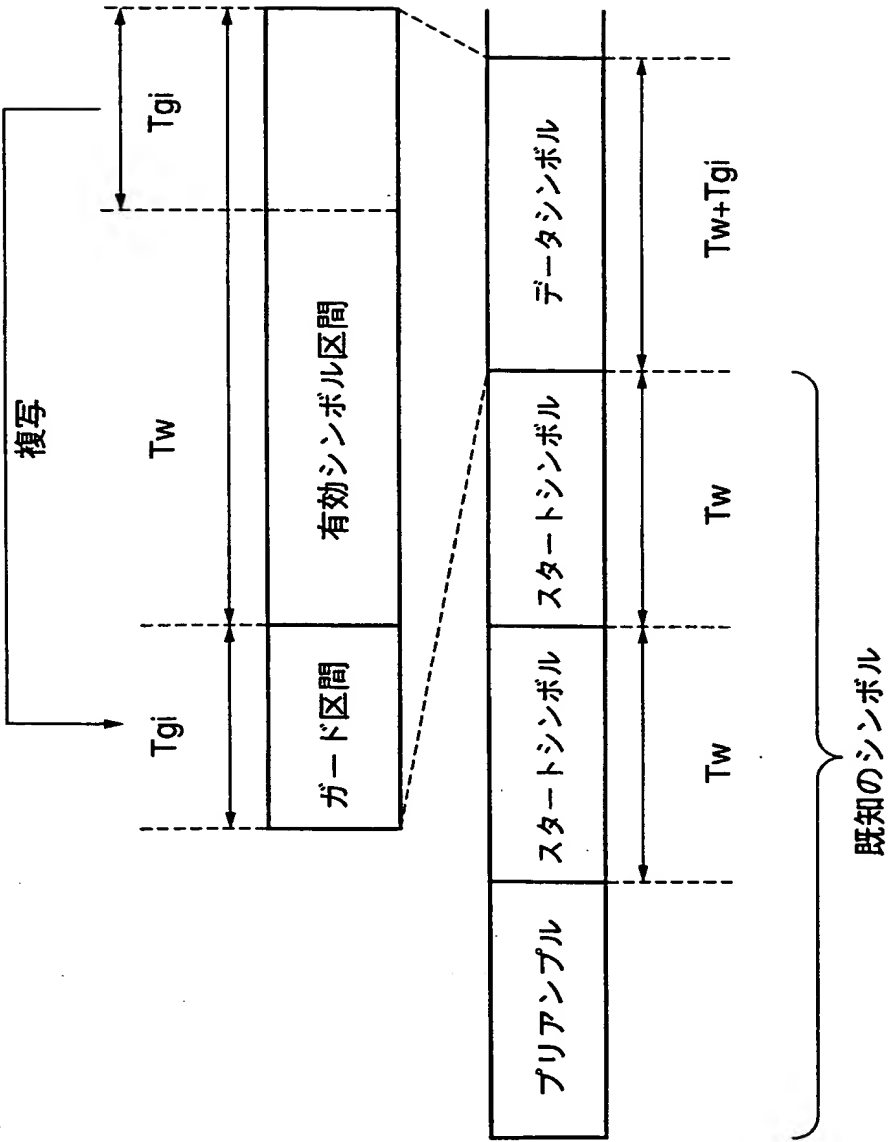
This Page Blank (uspto)

FIG. 45



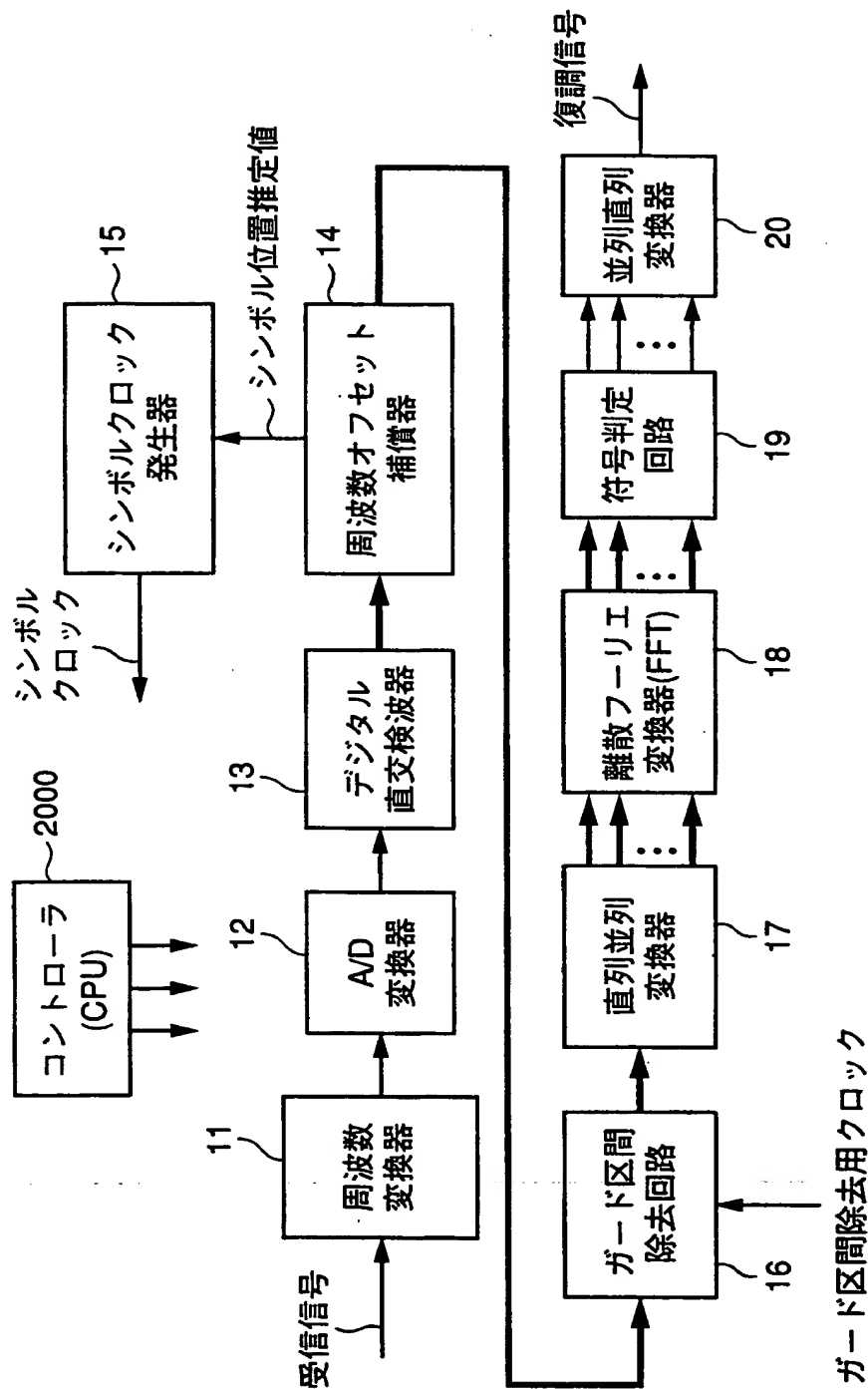
This Page Blank (uspto)

FIG. 46



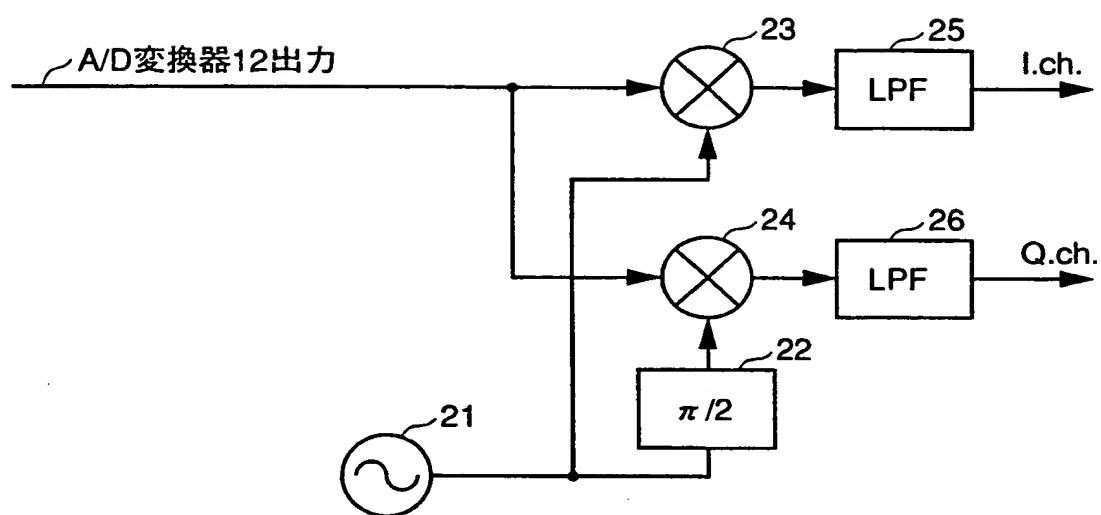
This Page Blank (uspto)

FIG. 47

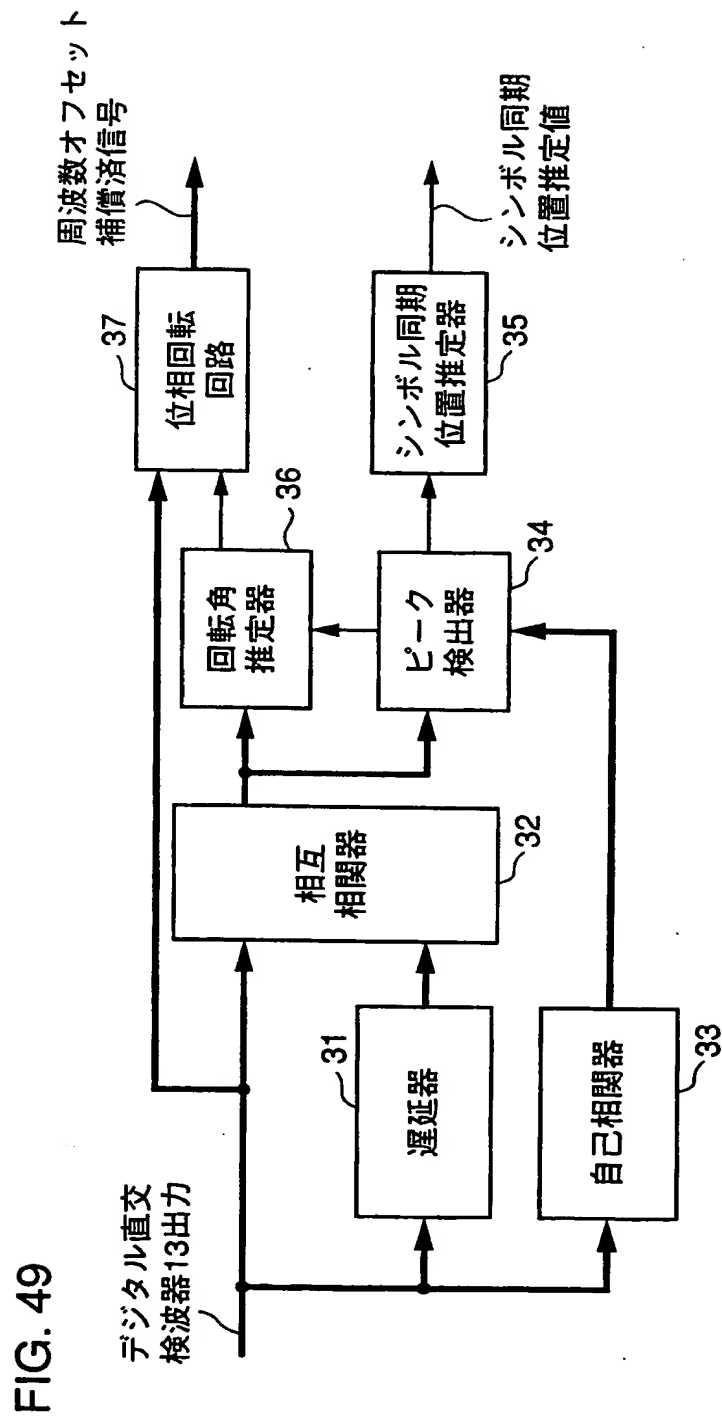


This Page Blank (uspto)

FIG. 48

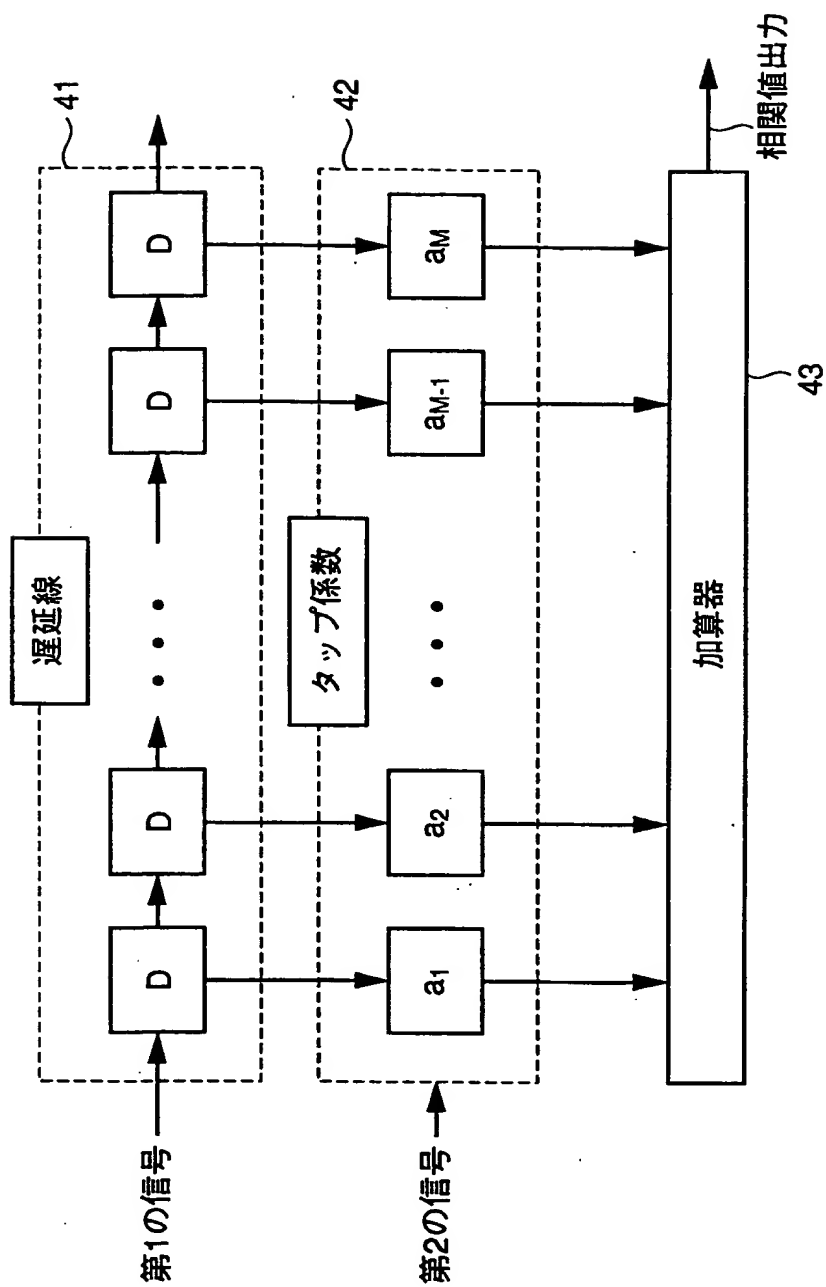


This Page Blank (uspto)



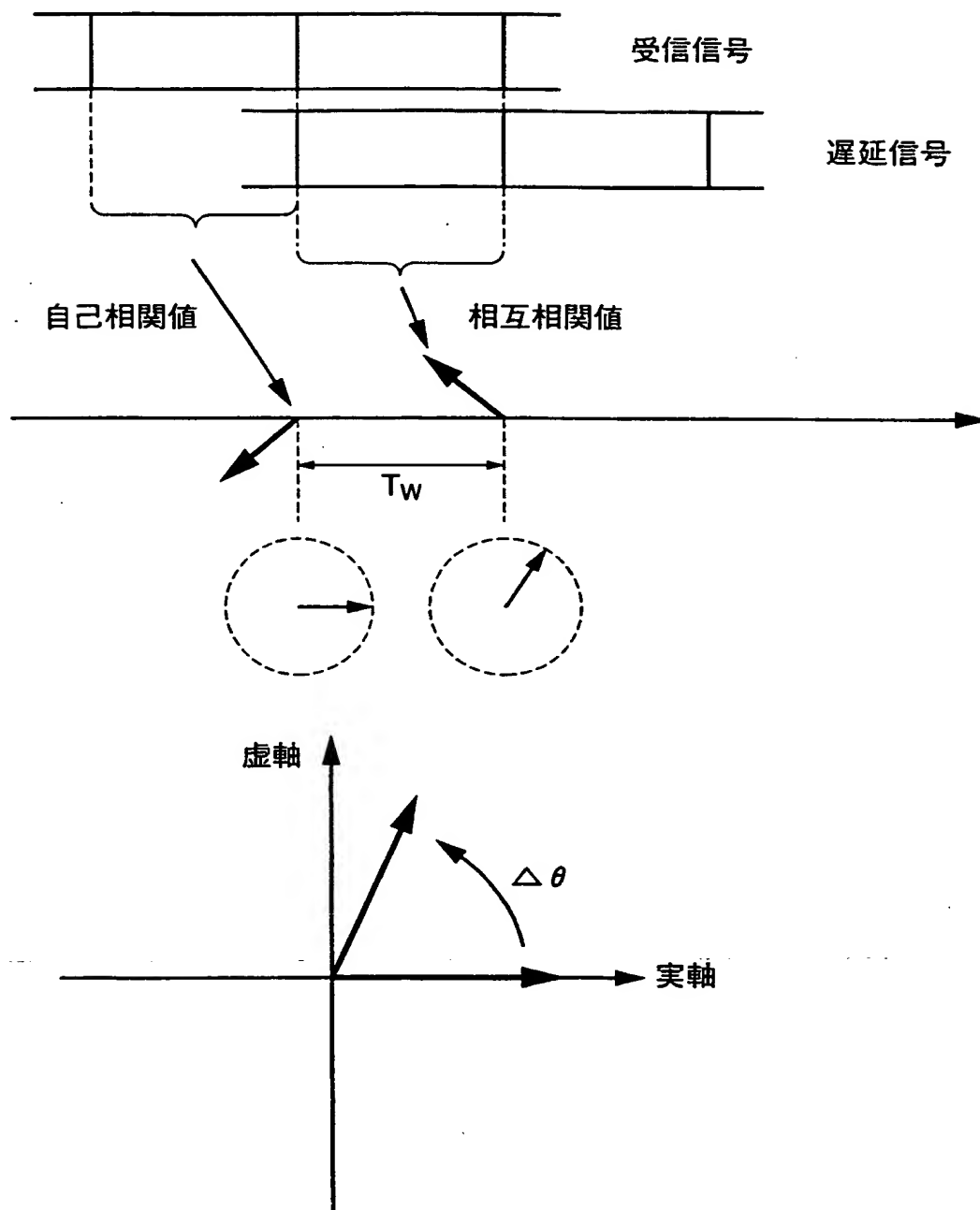
This Page Blank (uspto)

FIG. 50



This Page Blank (uspto)

FIG. 51



This Page Blank (uspto)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/03117

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-2000

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	"Kousoku Musen LAN you OFDM Henchou houshiki no Doukikei ni kansuru Kentou", Technical Research Report, the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (Japan), 23 January, 1998 (23.01.98), Vol.97, No.489, pp.137-142; Fig. 3	1-23
A	JP, 9-219692, A (Advanced Digital Television Broadcasting), 19 August, 1997 (19.08.97), Figs. 5, 9, 12 (Family: none)	1-23
A	JP, 9-321733, A (Advanced Digital Television Broadcasting), 12 December, 1997 (12.12.97), Figs. 1, 11, 17 & EP, 798903, A2 & KR, 98069730, A	1-23
A	JP, 7-143097, A (Toshiba Corporation), 02 June, 1995 (02.06.95), Figs. 1, 11 & EP, 653858, A2 & US, 5602835, A & CA, 2135970, A	1-23



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

*

Special categories of cited documents:

"A"

document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E"

earlier document but published on or after the international filing date

"L"

document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O"

document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P"

document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T"

later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&"

document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

04 August, 2000 (04.08.00)

Date of mailing of the international search report

22 August, 2000 (22.08.00)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/03117

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
E,A	JP, 2000-68973, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 03 March, 2000 (03.03.00), Fig. 10 (Family: none)	1-23
E,A	JP, 2000-68972, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 03 March, 2000 (03.03.00), Fig. 4 (Family: none)	1-23
E,A	JP, 2000-59329, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 25 February, 2000 (25.02.00), Fig. 3 (Family: none)	1-23
E,A	JP, 11-145931, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 28 May, 1999 (28.05.99), Fig. 1 (Family: none)	1-23
E,A	JP, 11-145930, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 28 May, 1999 (28.05.99), Fig. 2 (Family: none)	1-23

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP00/03117

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2000

日本国公開実用新案公報 1971-2000

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	電子情報通信学会技術研究報告, (日), 23, 1月, 1998 (23.01.98), Vol. 97, No. 489, p. 137 -142, “高速無線LAN用OFDM変調方式の同期系に関する 検討”, 第3図	1-23
A	JP, 9-219692, A (株式会社次世代デジタルテレビジ ョン放送システム研究所), 19. 8月, 1997 (19. 08. 9 7), 第5図, 第9図, 第12図 (ファミリーなし)	1-23

☒ C欄の続きにも文献が列举されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

04.08.00

国際調査報告の発送日

22.08.00

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋

5K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 9-321733, A (株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所), 12. 12月. 1997 (12. 12. 97), 第1図, 第11図, 第17図 & EP798903, A2 & KR98069730, A	1-23
A	JP, 7-143097, A (株式会社東芝), 02. 6月. 1995 (02. 06. 95), 第1図, 第11図 & EP653858, A2 & US5602835, A & CA2135970, A	1-23
E, A	JP, 2000-68973, A (日本電信電話株式会社), 03. 3月. 2000 (03. 03. 00), 第10図 (ファミリーなし)	1-23
E, A	JP, 2000-68972, A (日本電信電話株式会社), 03. 3月. 2000 (03. 03. 00), 第4図 (ファミリーなし)	1-23
E, A	JP, 2000-59329, A (日本電信電話株式会社), 25. 2月. 2000 (25. 02. 00), 第3図 (ファミリーなし)	1-23
E, A	JP, 11-145931, A (日本電信電話株式会社), 28. 5月. 1999 (28. 05. 99), 第1図 (ファミリーなし)	1-23
E, A	JP, 11-145930, A (日本電信電話株式会社), 28. 5月. 1999 (28. 05. 99), 第2図 (ファミリーなし)	1-23